Postversandort München

Funkschau

INGENIEUR-AUSGABE

23. JAHRGANG

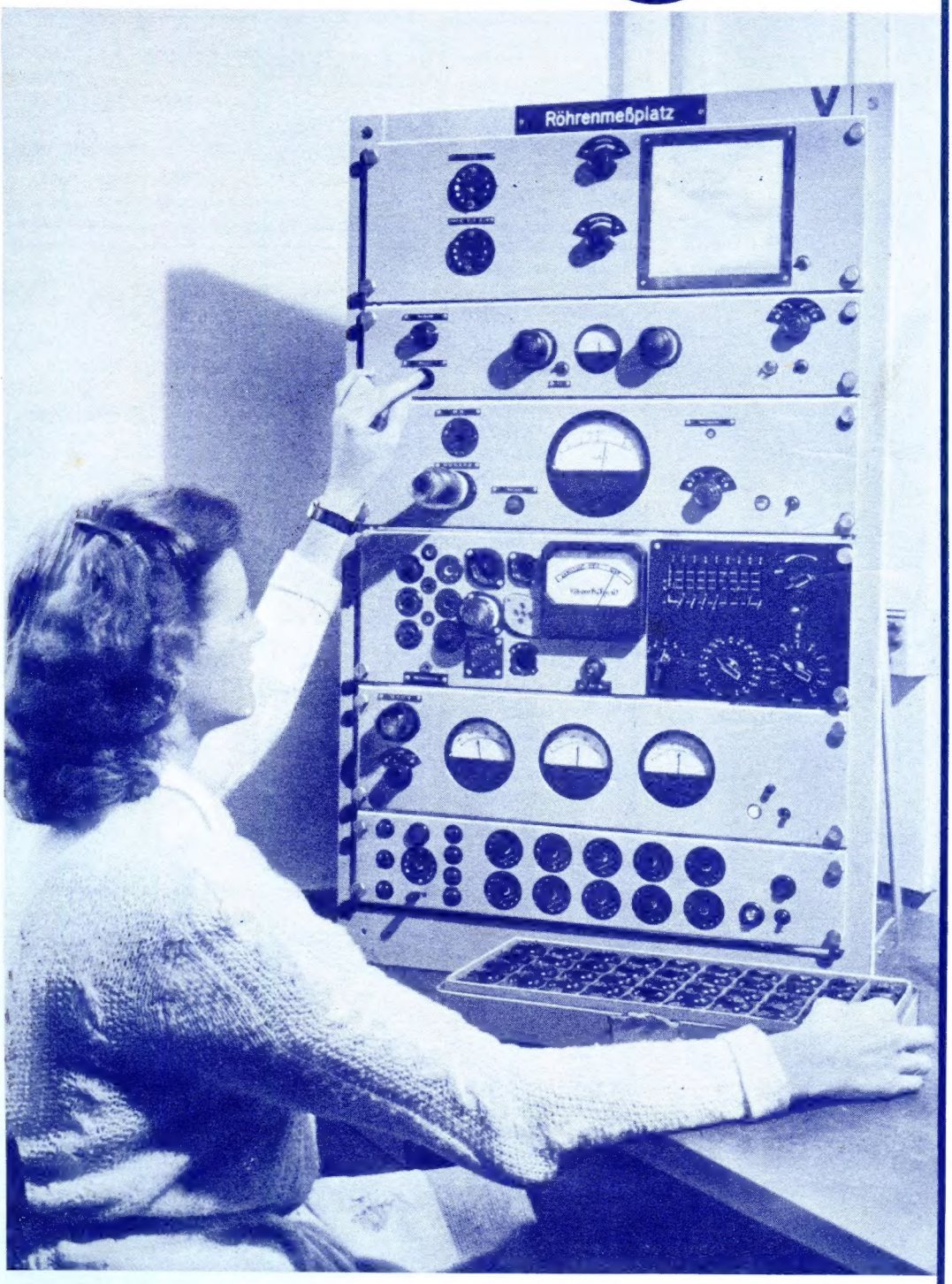
1. März-Heft 1951 Nr. 5

ZEITSCHRIFT FÜR FUNKTECHNIKER

Erscheint am 5. und 20. eines jeden Monats

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN-BERLIN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer



Das Prüffeld des Rundfunktechnischen Instituts in Nürnberg hat die Aufgabe, alle Geräte und die dazu erforderlichen Röhren, die in den Rundfunkbetriebsstellen verwendet werden, genau zu überprüfen. Auf diese Weise wird ausreichende Betriebssicherheit und hohe Qualität der Rundfunkübertragungen gewährleistet. Unser Bild zeigt Arbeiten am Röhrenmeßplatz des RTI-Prüffeldes. (Foto: C. Stumpf)

Aus dem Inhalt

Reisesuperhets zum Frühjahrsbeginn 87

Was wird ein Fernsehempfänger kosten? 87

Aktuelle FUNKSCHAU.... 88

Funktechnik in Jugoslawien 88

Wirkungsweise und richtige Dimensionierung eines Flankengleichrichters .. 89/92

Praktischer Feinschlußprüfer .. 92

Für den KW-Amateur:
Tragbarer 20/50-Watt-Sender für das 40- und 80-m-Band 93/94

Aus der Welt des KW-Amateurs 94

Neue Bauanleitung:
Tonfolien-Schneidverstärker SV 8/49 ..... 95/96

Ein Katodenverstärker mit verkleinertem Innenwiderstand 96

Schallplatten-Notizen 96

Röhrenvoltmeter für Ultrakurzwellen 97

FUNKSCHAU-Prüfbericht und Servicedaten: **Körting „Supra Selector" 51 W** .. 99/100

Radio-Meßtechnik, 21. Folge: Präzisions-Meßbrücken und direkt zeigendes R-Präzisions-Meßgerät 101/102

Einführung in die Fernsehpraxis, 5. Folge: Netzteile für Fernsehgeräte 103/104

Vorschläge für die Werkstattpraxis: Selbstherstellung einer Flutlichtskala; Zweckmäßige Bemessung von Gleichrichterschaltungen; Wilde Schwingungen; Schaltungsfragen bei Verbund-Endröhren 105

FUNKSCHAU-Neuheitenberichte: Neue Drehkondensatoren-Reihe; Braun-„Piccolo 51" und „Piccolino 51"; Kofferempfänger „Weekend"; Ergänzte Rimlock-Batterie-Röhrenserie 106/107

Der kleinere der beiden neuen Blaupunkt-Universal-Reise-Super mit der Skala im Traggriff. Ein sportgerechtes, leistungsstarkes und tonvollendetes Gerät für Batterie- und Allstrom-Netzbetrieb. Robuster Aufbau und Wetterbeständigkeit machen ihn überall, auch unter schwierigen Bedingungen empfangssicher. Empfang nur auf Mittelwellen-Bereich. Billig im Batteriebetrieb. Einfache Umschaltbarkeit und noch viele weitere Vorzüge.

BLAUPUNKT

Abspann-Isolatoren
Abstimmwerkzeuge
Durchführungen
Drehknöpfe
Dreifachstecker
Prüfspitzen
rot-schwarz
Steckdosen, Schalter
Aufputz - Unterputz
braun - weiß

ELEKTROPRESS GmbH.
NUSSBAUM (Kreis Pforzheim)
Einige Vertreterbezirke frei!

HEROLD-FUNKVERTRIEB
Werner Menzel
HANNOVER Im Moritzwinkel 23

Einige Beispiele aus unserer konkurrenzlosen Preisliste 15, die unsere Kunden kostenlos anford. können:

4 W Perm. Chassis 160 mm ⌀ m. Trafo. . . . . DM 9.50
2,5 W „ „ 130 mm ⌀ „ „ . . . . DM 8.75
„Standard" 2fach Luftdrehko . . . . . DM 1.85
Görler 6-Kreis-Super-Satz mit 2 Bandfiltern sowie Schaltung . . . . . DM 9.90
Röhren P 800 . . . . . DM 0.85
„Kaco" Wechselrichter
Eingang 6 V = Ausgang 220 V ~ . . . . . DM 33.50
100 Stück Hescho-Trimmer, sortiert . . . . . DM 17.–

Alles fabrikneue Teile!
Prompter Nachnahmeversand!

Suchen
europ. und amerikan.
RÖHREN
sowie Material gegen Kasse
TECHNOPAN
München 19
Böcklinstraße 1

Lautsprecher Reparaturen

Preiswürdigste handwerkliche Qualitätsarbeit

Ing. Hans Könemann, Rundfunkmechanikermeister
Hannover, Ubbenstraße 2

Größerer Posten
Stabilisatoren
LK 131
möglichst mit Fassung gesucht. Angebote mit Stückzahl und Preis erbeten unter Nr. 3441 H

Suche dringend: *AF 100, AH 1, DG 7-2, DDD 25, HRP 2/100/1,5, RG 62, RG 12 D 300, RGQ 10/4, RS 289, RL 4,8 P 15, VH 3, SA 101.*

Angebote mit Preis und Stückzahl:

Radio-Röhren-Großhandel
H. Kaets, Berlin-Friedenau
SCHMARGENDORFER STR. 6 - TELEFON 83 22 20

Verkaufe
1 Schwebungssummer GM 2307
1 NF-Röhrenvoltmeter GM 4132
1 Oszillograf GM 3155 B
TONFUNK-TECHNIK
Vienenburg

Lautsprecher und **Transformatoren**
repariert in 3 Tagen gut und billig

RADIO ZIMMER
K. G.
SENDEN / Jller

Achtung!

Besonders preiswerte Einzelteile für
Radiowerkstätten und Bastler:

Widerstände, sämtl. Werte:		Kondensatoren, Sicatrop, 250/750 V;	
0,25 W	à DM 0,09	1-100 pF	à DM. 0,17
0,5 W	à DM. 0,11	101-1000 pF	à DM. 0,18
1 W	à DM. 0,14	1001-5000 pF	à DM. 0,19
2 W	à DM. 0,15	5001-50 000 pF	à DM. 0,20
4 W	à DM. 0,19	0,1 µF	à DM. 0,48

Kondensatoren 500 / 1500 Volt DM. 0,04 mehr pro Stück
Kondensatoren 750 / 2250 Volt DM. 0,08 mehr pro Stück

Topfkernspulen MV 311 . . . . . à DM. 0,43
Hescho-Trimmer 2504 . . . . . à DM. 0,21
Hescho-Trimmer 2512 . . . . . à DM. 0,18
UKW-Drosseln . . . . . à DM. 0,25

Versand gegen Nachnahme. Auch kleinste Aufträge werden prompt erledigt. Ab DM. 25.— Zusendung spesenfrei

Helmut Meyer, (20 b) NORTHEIM (Hann.), Lilienstr. 5

ELKONDA
statische und elektrolytische
KONDENSATOREN

Verlangen Sie bitte unverbindlich unsere Liste A

ELKONDA GmbH München 13 Infanteriestr. 7b

Einen Fortschritt im Lautsprecherbau

bedeutet die

ELBAU-Zentriermembrane

D. Pat. angem.

Staubschutzkappen-Abdeckkalotten

Fordern Sie Angebot

ELBAU-Lautsprecherfabrik

Hientze & Menzel

(13a) Bogen a. d. Donau

Rundfunk-Einzelteile
Röhren
Elektromaterial

laufend gegen Kasse gesucht. Angebote erbeten unter Nr. 3438 S

Selbstinduktions-Meßgerät
Type LRH
RC-Summer
Type SRV

beide neuwertig. Fabr. Rohde & Schwarz, billigst abzugeben. Zuschrift. unt. Nr. 3440 W

RADIO RUWID BAUTEILE

Potentiometer
Schichtdrehwiderstände

Alle Typen ab Lager lieferbar.

Neu: Doppelpotentiometer für Reparaturbedarf f. alle Geräte passend. Bitte Prospekte anfordern.

WILHELM RUF

Elektrotechnische Spezialfabrik, Hohenbrunn 2 bei München

Leitwert-messer VLU

von Rohde & Schwarz, neuwertig, für nur 1200.- DM (Listenpreis 2600.- DM) zu verkauf. Anfr. unter Nr. 3437 B

Gleichrichter für alle Zwecke, in bekannt. Qualität

2-4-6 Volt, 1,2 Amp.	2 bis 24 Volt, 1 bis 6 Amp.
6 Volt, 5 Amp.	6 u. 12 Volt, 12 Amp.
6 u. 12 Volt, 6 Amp.	2 bis 24 Volt, 8 bis 12 Amp.

Sonder-Anfertigung · Reparaturen

Einzelne Gleichrichtersätze und Trafos lieferbar

H. KUNZ · Gleichrichterbau

Berlin-Charlottenburg 4, Giesebrechtstr. 10, Tel. 32 21 69

Lautsprecher-reparaturen

innerhalb drei Tagen gut und billig

Elektro - Gerätebau
W. Schneider
Hamm (Westfalen)
Wilhelmstraße 19
Eingang Kampstraße

Röhren-Sonderangebot

keine Oströhren - 6 Monate Garantie

AC 2	DM 2.25	EF 11	DM 5.25
AD 1	„ 7.—	EFM 11	„ 6.50
AK 2	„ 7.50	EZ 11	„ 3.—
AZ 11	„ 1.80	EZ 12	„ 3.—
CBC 1	„ 6.—	UAF 42	„ 5.50
CF 3	„ 4.—	UBF 11	„ 7.50
CF 7	„ 4.50	UCH 11	„ 9.—
CL 1	„ 7.—	UCH 42	„ 7.50
E 406 N	„ 2.—	UL 41	„ 6.—
EBF 11	„ 7.50	UY 11	„ 2.50
ECH 4	„ 8.—	UY 41	„ 2.50
EF 9	„ 5.25	STV 280/40	„ 4.75

Alle Röhren fabrikneu. Mengenrabatte. Versand per Nachnahme.

Radio-Röhren-Großhandlung

H. Kaets, Berlin-Friedenau

SCHMARGENDORFER STR. 6 - TELEFON 83 22 20

Schaltpläne

europ. u. amer. Industriegeräte, kommerz. u. Verstärker. Einzeln u. in Buchform. 350 St. DM 9.50. Prospekt frei.

Schaltbilderdienst
WUTTKE
Frankfurt/M 1 Schließf.

---

3 Stück Telwa-Kondensator-Mikrofone

erstklass. Wiedergabe neuwertig **DM. 140.-**

Angebote unter Nummer 3381 E

Elektroakustik

Bedeutende Großfirma sucht

VERTRIEBSINGENIEURE

für ihr Arbeitsgebiet Elektroakustik. In Frage kommen nur tüchtige Verkäufer, die über gute technische Kenntnisse verfügen und eine entsprechende Praxis nachweisen können. Einsatzgebiet: Süddeutschland. Ausführliche Bewerbungen erbeten unter N. W. 776 an Norddeutsche Wirtschaftswerbung, Hamburg 1, Bugenhagenstr. 6.

Selbstbau auf Raten!

Alle Bauteile zum **ULTRAKORD-GROSSUPER SR 50 A** – 8 Kreise, 10 Wellenbereiche + UKW, mit allen Schikanen - auf bequeme Ratenzahlung! Fordern Sie sofort Gratisprospekt mit Angebot oder gleich die Baumappe mit ausführlicher Beschreibung und Bauanleitung und den übersichtlichen farbigen Plänen (DM 2.— einsenden oder Nachnahme). Unser Beratungsdienst u. Labor stehen Ihnen zur Seite. – Sie kaufen direkt ab Fabrik mit voller Garantie!

SUPER-RADIO PAUL MARTENS, HAMBURG 20/FA

Der größere der beiden neuen Blaupunkt-Universal-Reise-Super für Batterie- und Allstrom-Netzbetrieb mit automatischer Umschaltung, mit den 3 Empfangsbereichen: Kurz-, Mittel-, Lang. Doppelrahmen- und ausziehbare Teleskop-Antenne eingebaut. Ein empfangsfreudiges, robustes Sportgerät von ungewöhnlicher Klangfülle. Transport- und wettersicher, also für jeden Sport geeignet. Skalenvisier schaltet automatisch ein und aus. 3-stufige Tonblende.

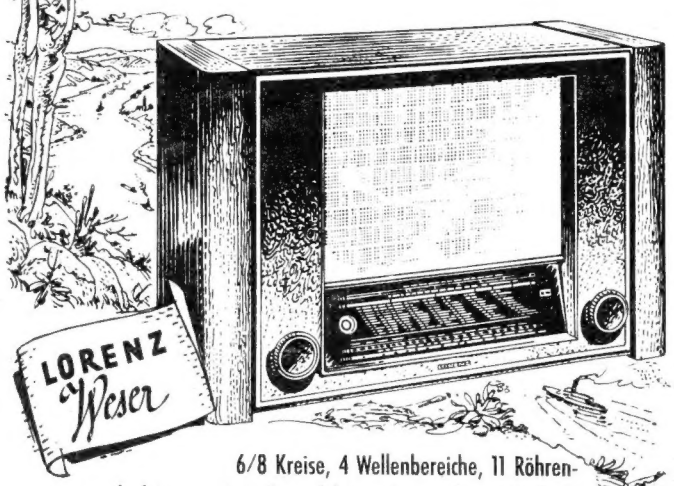
BLAUPUNKT

LORENZ

Ihr Kunde verlangt UKW!

2 bewährte Mittelsuper aus der Lorenz-Stromserie:

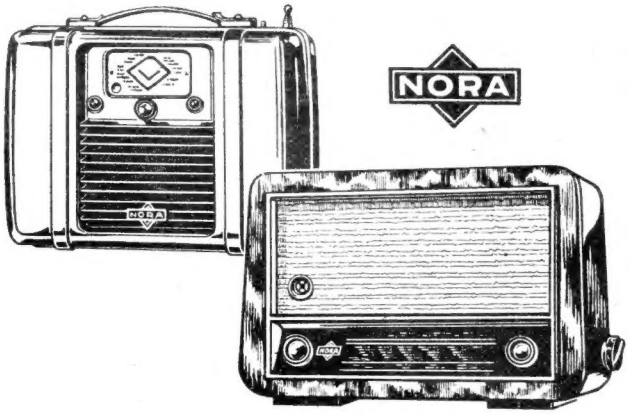
6+2 Kreise, 4 Wellenbereiche, 10 Röhrenfunktionen; ein technisch, musikalisch und in der Formgebung wohl gelungener Super. Allstrom- und Wechselstrom-Ausführung



6/8 Kreise, 4 Wellenbereiche, 11 Röhrenfunktionen, Ratio-Demodulator; der moderne Wechselstrom-Super mit Germanium-Dioden und organisch gewachsenem UKW-Bereich

LORENZ Radio

• C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT •



Nora-Serenade der erfolgreiche und klangschöne Hochleistungssuper W 654 Mp-Wechselstrom ..... **DM. 295.-**

GW 654 M-Allstrom. **DM. 298.-**

UKW- W- und GW-Einsatz **DM. 41.-**

Nora-Rheingold ein 9-Röhren-Allwellen-Spitzensuper W 754 M..... **DM. 410.-**

Reisesuper Noraphon für klangschönen Batterie- und Allstrom-Netzempfang K 555 GWB..... **DM. 260.-**

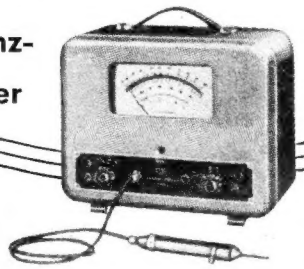
NORA-RADIO · BERLIN - CHARLOTTENBURG

PHILIPS

PHILIPS

Elektronische Messgeräte

Hochfrequenz-Millivoltmeter



GM 6006

+ Für Rundfunk und Fernsehen
+ Mit Meßkopfabschwächer
+ Meßbereich 1 kHz bis 30 MHz
+ 50µVolt noch meßbar
+ Als Breitbandverstärker verwendbar

Verlangen Sie Katalogblatt IM-TK 1

PHILIPS VALVO WERKE GMBH
ABTEILUNG FÜR ELEKTRISCHE MESSGERÄTE
HAMBURG 1 • MÖNCKEBERGSTRASSE 7

23. JAHRGANG

Funkschau

1. März-Heft 1951 Nr. 5

Reisesuperhets zum Frühjahrsbeginn

Noch vor zwei Jahren schien es, als ob der deutsche Käufer dem Reiseempfänger nur geringes Interesse entgegenbringen würde. Während im Ausland etwa seit einem Jahrzehnt vom kleinen Taschenempfänger bis zum klangvollen Reisekoffer eine reiche Auswahl geboten wird, konnten die deutschen Empfängerfabriken erst nach Klärung der Röhrenlage Gleichwertiges liefern. Seit diesem Zeitpunkt haben die deutschen Reiseempfänger jene Fortschritte gemacht, die den verwöhnten Rundfunkhörer zum Kauf eines solchen Gerätes anzureizen vermögen. Die fünfstellige Absatzziffer eines sehr bekannten Koffersuperhets des Vorjahres hat den Beweis erbracht, daß sich der Reiseempfänger in relativ kurzer Zeit in bestimmten Käuferschichten durchsetzen konnte und zum Frühjahrsbeginn 1951 nunmehr mit Spannung erwartet wird.

Für die Radioindustrie, die in der verkaufsschwachen Zeit Ausschau nach zusätzlichen Verkaufsmöglichkeiten hält, ist das Frühjahrsgeschäft lebenswichtig. Je mehr es gelingt, den Saisoncharakter der Radioproduktion zu überwinden und an die Stelle zeitweiliger Überproduktion und Absatzschwierigkeiten einen geregelten Ablauf von Angebot und Nachfrage treten zu lassen, um so eher wird es möglich sein, alle Anstrengungen der technischen Weiterentwicklung und der Verbilligung der Geräte zu widmen. Es ist daher nur allzu verständlich, wenn die Empfängerfabriken durch Neuentwicklung verbesserter Reiseempfänger bestrebt sind, die mehr oder weniger tote Zeit der Zwischensaison zum Aufbau einer sinnvoll gesteuerten Zusatz-Produktion zu nutzen. Schon im Vorjahr erreichte der Absatz an Koffersuperhets erfreuliche Ziffern. Er wird in diesem Frühjahr voraussichtlich kaum hinter dem Vorjahresstand zurückbleiben, ihn vielmehr höchstwahrscheinlich noch übertreffen. Die Gerätehersteller haben in der Zwischenzeit die Publikumswünsche genau erforscht und ihr Fabrikationsprogramm dementsprechend eingerichtet. So wurden Koffersuperhets geschaffen, die die verschiedenartige Kaufkraft des Rundfunkhörers berücksichtigen und ausstattungsmäßig gut aufeinander abgestimmt sind.

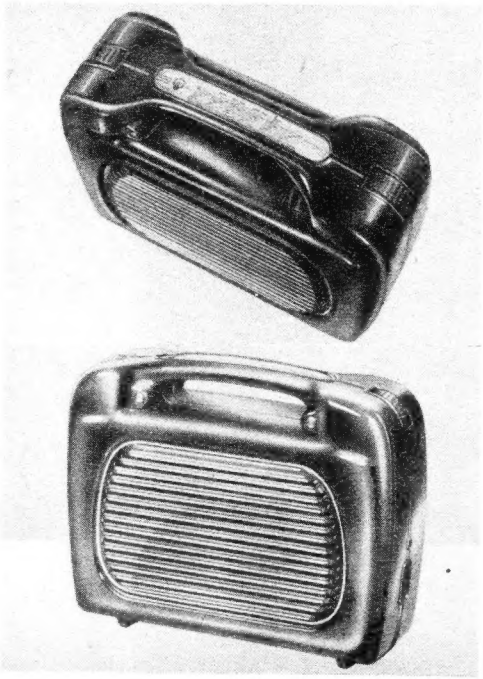
Der neue Typ des Reisesuperhets stellt sich uns als weiterentwickelter Universalsuperhet vor. Er kann aus eingebauten Batterien oder aus dem Wechselstrom- oder Gleichstromnetz gespeist werden. Da man die Erfahrung gemacht hat, daß die Umschaltung von Batterie- auf Netzbetrieb vom Laien häufig als unbequem empfunden wird, bevorzugt man vielfach eine Schaltungsautomatik, die auf jede Umschaltung überhaupt verzichtet. Der eigentliche Umschaltvorgang wird durch Herausziehen des Netzsteckers aus dem Gerät und durch Einstecken in die Netz-Steckdose vorgenommen. Dank dieser Automatik sind Fehlschaltungen praktisch ausgeschlossen, ein Vorzug, den früher benutzte Relaisanordnungen nicht immer für sich in Anspruch nehmen konnten. Der Universalsuper 1951 verwendet ferner häufig eine Röhrenschutzschaltung, um eine Überlastung der Heizfäden nach dem Neueinsetzen der 9-Volt-Heizbatterie auszuschließen.

Überhaupt wurde für die Bequemlichkeit viel getan. Es soll gelegentlich vorgekommen sein, daß der Hörer die Abschaltung des Koffergerätes vergaß und am anderen Tage in der Regel die Heizbatterie restlos erschöpft war. Diesen Schaden vermeiden automatisch funktionierende Schalter, die durch Hochklappen oder Zudrücken einer Skalen-Schutzhaube betätigt werden.

Auch die Antennenfrage für KW-Empfang ist in einer für den Hörer zweckmäßigen Weise gelöst worden. Ältere Geräte verlangen in der Regel den Anschluß einer Behelfsantenne, wenn Kurzwellen empfangen werden sollen. In der Praxis wurde meist ein Stück Draht verwendet, das aber immer erst über eine Zusatzbuchse anzuschalten war. Viel zweckmäßiger erweist sich die heute allgemein übliche Teleskop-Stabantenne, die im Koffergehäuse versenkt werden kann, im Bedarfsfalle sich aber mit einem Griff schnell herausziehen läßt.

In konstruktiver Hinsicht verdienen verschiedene neue Geräte besonderes Interesse. So gibt es Reisesuperhets, die eine Mittellösung zwischen Koffer und Umhängetasche darstellen. Gewicht und Abmessungen sind in einigen Fällen soweit verringert worden, daß sich der Super mit Hilfe eines Tragriemens umhängen läßt und so auch auf Wanderungen ein treuer Begleiter sein kann. Bei diesen Konstruktionen mußten sämtliche Bedienungsknöpfe versenkt werden, da erhöhte Gefahr für Beschädigungen aller Art besteht. Man ging in einem Fall so weit, die Skala direkt in den Traggriff einzubauen. Der sich dadurch ergebende Raumgewinn ermöglicht einen sehr übersichtlichen Aufbau des Chassis.

Fast alle Hersteller von Koffergeräten liefern in diesem Jahr einen kleinen, billigen und entsprechend leichten Reiseempfänger. Er ist nur für MW eingerichtet, in diesem Bereich aber sehr empfangstüchtig, da eine abgestimmte Hf-Stufe und dreifacher Schwundausgleich vorgesehen sind. Das größere und teuere Gerät dagegen bietet in drei Wellenbereichen und durch komfortable Ausstattung höhere Leistungen. Diese Auswahlmöglichkeit wird auch jenen Interessenten die Anschaffung eines Koffergerätes möglich machen, die nicht mehr als höchstens DM 200.— ausgeben dürfen.



Der neue Reisesuper der billigeren Preisklasse ist ein leistungsfähiger 7-Kreis-5-Röhren-Empfänger für MW, der über drei abgestimmte Kreise, Hf-Vorstufe, dreistufige Schwundregelung, eingebaute Rahmenantenne und über einen permanentdynamischen Oval-Lautsprecher verfügt. Die Bedienungsknöpfe sind geschützt angeordnet, während die Stationsskala im Traggriff Platz gefunden hat. Der Empfänger wird aus Batterien oder aus dem Netz (Allstrombetrieb) gespeist. Da sich in den Gehäuse-Aussparungen ein Tragriemen einhaken läßt, kann man den Reisesuper, der einschließlich Batterien etwa 3 kg wiegt, bequem wie eine Handtasche über der Schulter tragen (Blaupunkt „Lido")

Was wird ein Fernsehempfänger kosten?

Die Gerüchte, die gegenwärtig über die kommende deutsche Fernsehempfänger-Produktion im Umlauf sind, gehen in der Regel an den technischen Grundlagen und wirtschaftlichen Tatsachen vorbei. Verbindliche Informationen gelangen kaum an die Öffentlichkeit. So kommt es, daß gelegentlich in der Tagespresse Notizen erscheinen, die sich auch mit dem aktuellen Problem des Verkaufspreises beschäftigen. Es ist gut, die wenigen authentischen Angaben zu diesen Fragen kurz zusammenzufassen, um Maßstäbe zur Beurteilung irreführender Pressemeldungen zur Hand zu haben.

Wenn wir auch heute noch nicht voraussagen können, welche Arten von Fernsehempfängern den deutschen Markt später beherrschen werden, so wird man doch aus wirtschaftlichen Erwägungen zu dem Schluß kommen, daß der normale Fernsehempfänger kein Rundfunkprogramm außer der Modulation des Tonkanales empfangen kann. Trotz dieser Beschränkung auf die eigentlichen Aufgaben des Fernsehgerätes muß man bei kleinen Auflageziffern höchstwahrscheinlich mit einem Verkaufspreis von etwa 1200.— DM für das Tischgerät rechnen. Dieser relativ hohe Preis erklärt sich aus der großen Anzahl der zu verwendenden Röhren und dem dementsprechend komplizierteren Aufbau des Gesamtgerätes. Bei dem gegenwärtigen Stand der fernsehtechnischen Entwicklung wird ein Empfänger neben der Bildröhre immerhin etwa 20 Röhren besitzen. Die Herstellung der Bildröhre ist dazu noch sehr teuer, da alle bisher in Deutschland hergestellten Fernsehempfänger handgeblasene Bildschirme verwenden. Das technisch und wirtschaftlich vorteilhaftere Preßverfahren kann mangels Erfahrungen und infolge fehlender Produktionsmöglichkeiten noch nicht angewandt werden. Solange ein Massenabsatz von Bildröhren noch nicht garantiert werden kann, besitzt die Glasindustrie verständlicherweise wenig Interesse, erforderliche Investitionen für ein neues Herstellungsverfahren zu machen.

Eine Preisreduzierung ist daher ähnlich wie in der Radiogeräte-Entwicklung nur durch höhere Auflageziffern denkbar. Aber auch dann wird der Verkaufspreis im günstigsten Falle bei 700.— DM liegen, keinesfalls aber den Preisstandard eines Mittelsupers erreichen.

Die Ingenieur-Ausgabe der FUNKSCHAU enthält die monatl. Beilage **„Funktechnische Arbeitsblätter"**

Jeder **ungeraden** Nummer werden vier Blätter beigefügt. Die Ingenieur-Ausgabe kann **nur im Abonnement** bezogen werden. **Bezugspreis** monatlich 2 DM. (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzügl. 6 Pf. Zustellgeb.

Beilage zur FUNKSCHAU Nr. 5:

Kp 21 Eigenkapazität von Spulen 2 Blätter
Os 21 Oszillatoren für Hochfrequenz (Blatt 1 und 2) 2 Blätter

Sammelmappe für die Funktechnischen Arbeitsblätter in Halbleinen mit Goldprägung. Spezialausführung mit stabiler Ordner-Mechanik. **Preis 6 DM** zuzügl. 40 Pfg. Versandkosten. Zu beziehen vom Franzis-Verlag

AKTUELLE FUNKSCHAU

UKW-Sender Hannover

In Hannover - Hemmingen hat jetzt ein 10-kW-UKW-Sender des NWDR auf der Frequenz 87,7 MHz den Probebetrieb aufgenommen. Empfangsbeobachtungen von Hörern aus dem Nordharz und aus dem Weserbergland bestätigen bereits, daß der neue UKW-Sender guten Empfang ermöglicht. Solange dieser 10 - kW - UKW - Sender Probebetrieb durchführt, wird der bisherige 0,4-kW-UKW-Sender im Turm der Pädagogischen Hochschule auf der Frequenz 89,2 MHz das UKW-Programm Nord ausstrahlen. Nach Abschluß des Versuchsbetriebes, mit dem in Kürze zu rechnen ist, wird dieser kleine 0,4-kW-UKW-Sender das MW - Programm ausstrahlen, so daß beide Programme des NWDR in Zukunft in Hannover und Umgebung mit UKW-Qualität empfangen werden können.

Inbetriebnahme der MW-Hilfssender Würzburg und Regensburg

Anfang Februar haben die beiden MW-Hilfssender Würzburg und Regensburg ihren regelmäßigen Betrieb aufgenommen. Sie werden bis auf weiteres auf der Frequenz 1484 kHz, (202 m) betrieben. Die beiden Sender, die der Rundfunkversorgung der Städte Regensburg und Würzburg sowie ihrer unmittelbaren Umgebung dienen, übertragen das Programm I des Bayerischen Rundfunks.

Inbetriebnahme des Hilfssenders Bayreuth

Wie die Technische Direktion des Bayerischen Rundfunks mitteilt, hat der Hilfssender Bayreuth nach Abschluß der notwendigen Betriebsmessungen seinen regelmäßigen Betrieb aufgenommen. Der Sender wird bis auf weiteres auf der Frequenz 520 kHz, entsprechend 576,9 m betrieben werden. Er ist derzeit wochentags von 05.30 bis 09.15 Uhr und von 15.15 Uhr bis Sendeschluß, sonntags von 06.00 bis 09.15 Uhr und von 14.30 Uhr bis Sendeschluß zu hören und überträgt das Programm I des Bayerischen Rundfunks.

Es wird darauf hingewiesen, daß der Hilfssender Bayreuth nur der Nacht-Rundfunkversorgung der Stadt Bayreuth und Umgebung dient.

Aus der Philips-Schallplatten-Produktion

Heinz Woezel, der bekannte Funk- und Schallplatten - Experte, wurde mit Wirkung vom 1. Januar dieses Jahres von der Philips Ton Gesellschaft mbH. als Produktionsleiter für Philips-Schallplatten verpflichtet.

Die Philips Ton Gesellschaft stellte alle ihre im vergangenen Jahr erschienenen Schallplatten in einem Hauptverzeichnis zusammen, das mit einer Schutzgebühr von DM —.25 über den Fachhandel bezogen werden kann.

„Kundenring Schallplatten" heißt eine neue Hausmitteilung der Philips Valvo Werke, deren erste Ausgabe soeben erschienen ist. Das Heft berichtet in Worten und Bildern von bekannten Künstlern und ihren Darbietungen auf Philips-Schallplatten.

Ein neues Kleinstroboskop

Die Philips Valvo Werke haben ein „Kleinstroboskop" (GM 5511) in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen, das für die Fälle entwickelt wurde, in denen das Hochleistungs-Lichtblitz-Stroboskop (GM 5500) mit seinem großen Lichtstrom von 20 Millionen Lumen nicht ausgenutzt wird.

Ein mit den periodischen Lichtblitzen des Stroboskops beleuchteter schnell ablaufender Vorgang scheint bei entsprechender Einstellung der Blitzfrequenz so langsam abzulaufen, daß er mit dem bloßen Auge beobachtet und eine eventuelle Unregelmäßigkeit festgestellt werden kann.

Neuartiger UKW-Strahler

Auf dem Mittelwellenmast des Berliner RIAS - Senders wurde Ende vorigen Jahres für den UKW-Rundfunk eine Serdeantenne errichtet, die äußerlich die Form eines stählernen Rohrmastes hat, der in seinem Innern besteigbar ist. Dieser bisher in Deutschland erstmalig von Telefunken entwickelte und konstruierte UKW - Spezial - Strahler, wurde inzwischen in einigen weiteren Exemplaren an verschiedene Rundfunkgesellschaften für den Ausbau des deutschen UKW-Rundfunknetzes geliefert.

Die neuartige Antenne unterscheidet sich von einem normalen Rohrmast, wie er für Mittelwellensender vielfach benutzt wird, durch eine gewisse Anzahl von Schlitzen, die vertikal verlaufen und etwa eine Wellenlänge lang sind. Zwei solcher Schlitze stehen einander gegenüber und sind durch Plexiglasscheiben abgedeckt, so daß das Innere der Schlitzrohr-Antenne frei von Witterungseinflüssen bleibt und für Montage- und Überwachungsarbeiten eine genügende Helligkeit im Innern bietet. Die einige Dezimeter breiten Schlitze werden in der Mitte über stark dimensionierte Hf-Rohrleitungen derart gespeist, daß sich auf dem Außenmantel des Rohres der für die Abstrahlung erforderliche Antennenstrom ausbildet; er verläuft ringförmig in horizontaler Richtung und füllt die ganze Länge der Rohrantenne aus. Die Abstrahlung der Hf-Energie erfolgt also horizontal polarisiert, wie es für den in Deutschland eingeführten UKW - Rundfunk vorgeschrieben ist. Eine solche Rohrantenne ist aus mehreren einzelnen Rohrteilen zusammengesetzt, die eine Länge von etwa 4½ m haben. Zwei solcher Rohrteile übereinander montiert wurden für den Berliner RIAS-Sender geliefert.

Derartige Schlitzrohr-Antennen werden als Kombination von Mittelwellenstrahler und einer oben aufgesetzten UKW - Antenne in Zukunft in größerer Zahl von Telefunken für den Ausbau des deutschen UKW-Rundfunknetzes errichtet werden. Zur Zeit befindet sich eine ähnliche Antennenanlage für den NWDR Hannover in der Montage. Hier arbeitet ein 10-kW-UKW-Sender in Verbindung mit einer Telefunken - Rohr - Antenne, die aus vier übereinander angeordneten Einzelrohren besteht und damit eine Gesamthöhe von 18 m hat. Diese Antenne befindet sich freistehend auf der Spitze eines etwa 100 m hohen selbststrahlenden Sendermastes, der seinerseits von einem 20-kW-Rundfunksender gespeist wird.

Münchener Elektro-Messe 1951

Die dritte Münchener Elektromesse wird in diesem Jahre vom 4. bis 15. August 1951 stattfinden und noch mehr als bisher den Charakter einer Fachmesse zeigen. Auch der Franzis-Verlag wird auf der Messe sein umfassendes Buchprogramm neben den Zeitschriften FUNKSCHAU und RADIO-MAGAZIN ausstellen.

Aus der Entwicklung von Rohde & Schwarz

Vor etwa zwei Jahrzehnten wurde in München von Dr. Rohde & Dr. Schwarz eine Fertigungsstätte ins Leben gerufen, deren organischer Aufbau sich zum Ziele machte, die Lücken des Herstellungsprogramms anderer Unternehmungen zu schließen und sich auch auf Randgebiete der Funktechnik vorzuwagen..

Heute beschäftigt die Firma etwa 600 Betriebsangehörige. Ihr Name ist weit über die Grenzen Deutschlands bekanntgeworden und ihre Erzeugnisse sind im Fernen Osten ebenso wie in Australien zu finden. Das Fertigungsprogramm umfaßt u. a. Geräte zur Spannungsmessung von den niedrigsten Frequenzen bis zu den Zentimeterwellen, ferner Anzeigeverstärker und Pegelmesser aller Art, Verstärkergeräte für Tonfrequenzübertragungen einschließlich Tonfilmanlagen, Gegensprechanlagen, Feldstärkemeßgeräte, Kabelsuchgeräte, Hochspannungsprüfgeräte und viele andere Meß- und Prüfeinrichtungen. In letzter Zeit sind die von der Firma hergestellten Normalfrequenzanlagen und UKW-FM-Rundfunksender besonders bekannt geworden. Aber nicht nur für wissenschaftliche Forschungs- und Entwicklungsstätten und große Fertigungsbetriebe, sondern auch für kleine Reparaturwerkstätten werden vielseitig verwendbare preiswerte Meßgeräte gefertigt. Um die Herstellung großer UKW - Sender durchführen zu können, wurde im Sommer 1949 eine weitere Fertigungsstätte in München eingerichtet.

Rohde & Schwarz hat sich erfolgreich in das Exportprogramm eingeschaltet und fast im gesamten Ausland Vertretungen eingerichtet. Allein im Jahre 1950 wurde ein Drittel der gesamten Meßgeräteproduktion in 24 verschiedene Länder Europas und in Übersee exportiert, was einen beträchtlichen Anteil im Export der westdeutschen Industrie darstellt.

Funktechnik in Jugoslawien

Die Funktechnik hatte in Jugoslawien der Vorkriegszeit mit großen Schwierigkeiten zu kämpfen. Obwohl das Land reich an Rohstoffen ist, mußten funktechnische Einrichtungen und Geräte größtenteils aus dem Ausland importiert werden. Bezeichnend ist, daß 1939 z. B. nur vier Rundfunksender mit einer Gesamtleistung von 27 kW betrieben wurden.

Im Ausbauprogramm der Nachkriegszeit nimmt jedoch die Funktechnik einen sehr großen Raum ein. So soll durch den Fünfjahresplan (1947 bis 1952) der Ausbau eines Sendernetzes mit einer Gesamtleistung von 850 kW vorgenommen werden. Bis heute sind drei Großsender in Betrieb genommen worden, von denen sich zwei in Belgrad mit 150 kW bzw. 135 kW und der dritte in Zagreb gleichfalls mit 135 kW Leistung befinden. In zahlreichen jugoslawischen Städten (Sarajevo, Titograd usw.) bestehen Kleinsender. Im Vergleich zur Vorjahresentwicklung konnte die Rundfunkteilnehmerzahl wesentlich zunehmen. Es ist als ein Fortschritt zu betrachten, daß Jugoslawien heute 280 000 Rundfunkteilnehmer besitzt, während in der Vorkriegszeit nur einige zehntausend gezählt worden sind. In vielen jugoslawischen Städten und Dörfern bestehen öffentliche Lautsprecheranlagen, die den Mangel an Rundfunkgeräten mildern sollen.

Die Radioindustrie ist in Jugoslawien eigentlich erst in der Nachkriegszeit entstanden. Die ersten Empfänger wurden vor drei Jahren in Belgrad von der Firma Nikola Tesla hergestellt. Neuerdings liefert diese Firma eine Art Volksempfänger und einen hochwertigeren Typ. Bisher wurden die meisten Einzelteile aus dem Ausland bezogen, doch sollen in kurzer Zeit alle Zubehörteile im Lande hergestellt werden. Eine Röhrenfabrik in Nisch wird bald mit der Produktion beginnen können. In der ersten Zeit sollen Rimlockröhren der 42er-Serie und kleine Röntgenröhren gefertigt werden. Auch die Herstellung von Kondensatoren und Lautsprechern ist im Gange. Die Magnete werden allerdings importiert.

In Zagreb stellt seit etwa zwei Jahren die Firma „Radio - Industrie Zagreb" Endverstärker mit 20 und 50 W Leistung sowie verschiedene Studioverstärker her. Die Fertigung von Mikrofonen, Schallplattenmotoren und Tonabnehmern ist geplant. In Zagreb befindet sich übrigens auch eine Schallplattenfabrik, die einen großen Teil des Gesamtbedarfs an Schallplatten zu decken in der Lage ist.

Die Entwicklung der Funktechnik in Jugoslawien wird vor allem durch den Mangel an Fachleuten und Industrieerfahrungen behindert. Ein weiteres Hindernis bildet der relativ niedrige Stand der technischen Entwicklung des Landes. Da sich die jugoslawische Industrie bisher stark an die deutsche Produktion angelehnt hat, besteht ein sehr großes Interesse der jugoslawischen Funkindustrie an allen in Deutschland auf dem Radiogebiet gelungenen Fortschritten.

—vap—

FUNKSCHAU
Zeitschrift für den Funktechniker

Herausgegeben vom
FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN
Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Besitzer: G. Emil Mayer, Buchdruckereibesitzer und Verleger, München 27, Holbeinstr. 16 (½ Anteil); Dr. Ernst Mayer, Buchdruckereibesitzer und Verleger, München-Solln, Whistlerweg 15 (½ Anteil).

Erscheint zweimal monatlich, und zwar am 5. und 20. eines jeden Monats. **Zu beziehen** durch den Buch- und Zeitschriftenhandel, unmittelbar vom Verlag und durch die Post.

Monats-Bezugspreis für die **gewöhnliche Ausgabe** DM 1.40 (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzügl. 6 Pfg. Zustellgebühr; für die **Ingenieur-Ausgabe** DM 2.— (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzügl. 6 Pfg. Zustellgebühr. Preis des Einzelheftes der gewöhnlichen Ausgabe 70 Pfg. Die Ingenieur-Ausgabe kann nur im Abonnement bezogen werden.

Redaktion, Vertrieb und Anzeigenverwaltung: Franzis - Verlag, München 2, Luisenstraße 17. — Fernruf: 36 01 33 — Postscheckkonto München 57 58.

Berliner Geschäftsstelle: Berlin-Friedenau, Grazer Damm 155 — Fernruf 71 67 68.

Verantwortl. für den Textteil: Werner W. Diefenbach, Kempten (Allgäu), für den Anzeigenteil: Paul Walde, München. — Anzeigenpreis nach Preisliste Nr. 7.

Auslandsvertretungen: Schweiz: Verlag H. Thali & Cie., Hitzkirch (Luz.) — Saar: Ludwig Schubert, Buchhandlung, Neunkirchen (Saar), Stummstr. 15.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, (13b) München 2, Luisenstr. 17. Fernspr. 36 01 33.

Wirkungsweise und richtige Dimensionierung eines Flankengleichrichters

Die FM-Technik bringt verschiedene neue Probleme für den Bau von Empfängern mit sich. Von entscheidender Wichtigkeit ist jedoch die richtige Dimensionierung der Gleichrichterstufe, also jener Stufe, in der aus der empfangenen Hochfrequenz (bzw. aus der im Empfänger von ihr abgeleiteten Zwischenfrequenz) der ursprüngliche Nachrichteninhalt rückgebildet wird.

Die Notwendigkeit einer solchen Gleichrichterstufe ist von den üblichen AM-Empfängern her bekannt. Da der Nachrichteninhalt bei AM in Schwankungen der ausgestrahlten Senderenergie enthalten ist, wird dem Gleichrichter dort eine Hochfrequenzspannung zugeführt, deren Größe im Takt der übertragenen Sprache oder Musik schwankt. Aufgabe des Gleichrichters ist es dann, auf diese Spannungsschwankungen zu reagieren und sie in niederfrequente Wechselströme umzuwandeln.

Bei Verwendung von FM arbeitet der Sender dagegen mit gleichbleibender Leistung, er wird durch die Modulation nur in seiner Frequenz verstimmt. Die von der Empfangsantenne aufgenommene Spannung bleibt deshalb — auch wenn der Sender besprochen wird — praktisch konstant. Es liegt jedoch in der Natur von Verstärker- und Gleichrichterröhren, daß diese nur durch Spannungsschwankungen, keineswegs aber durch Frequenzschwankungen gesteuert werden können. Man kann deshalb zwar frequenzmodulierte Hf- und Zf-Spannungen mit Hilfe von Röhren verstärken, eine Gleichrichtung ist jedoch nur dann möglich, wenn man der Gleichrichterstufe Spannungsänderungen zuführt, die aus den Frequenzänderungen abgeleitet wurden. Vor der Gleichrichtung ist also eine Umwandlung der Modulationsart notwendig. Die älteste und einfachste Methode der Modulationsumwandlung ist die sogenannte „Flankengleichrichtung". Man stimmt bei ihr einen Einzelkreis oder den ganzen Empfänger so ab, daß der Arbeitspunkt nicht auf der Kuppe, sondern auf der Flanke einer Resonanzkurve liegt. Den Einfluß der Abstimmlage stellt **Bild 1** dar. Die Kurve A—I stellt den Frequenzgang irgendeines Verstärkers, also z. B. einen Teil einer idealisierten Resonanzkurve einer Zwischenfrequenzstufe mit Bandfilterkopplung dar. Diese Kurve gibt an, wie sich die Ausgangsspannung U_a ändert, wenn man die Eingangsspannung U_g konstant hält und nur ihre Frequenz ändert. Zwischen den Punkten A und C verläuft die Resonanzkurve praktisch waagerecht. Wenn man also z. B. die Frequenz der zugeführten Spannung um 10,7 MHz mit einem Hub von ± 25 kHz schwanken läßt, so wird die Hochfrequenzspannung am Sekundärkreis (U_a) immer gleich groß — bei unserem Beispiel also auf 10 Volt Spitzenspannung — bleiben.

Solange der Frequenzhub so klein ist, daß sich die empfangene Welle immer innerhalb der waagerechten Kuppe befindet, wird keine Amplitudenschwankung in der Spannung des Sekundärkreises auftreten. Eine an diesen Kreis angeschlossene Gleichrichterröhre wird also nur eine Gleichspannung, keineswegs aber eine Niederfrequenzspannung erzeugen können. Die Modulation eines auf den Punkt B abgestimmten frequenzmodulierten Senders bleibt also unhörbar. Dagegen würde eine Amplitudenmodulation eines solchen Senders gut gleichgerichtet und hörbar gemacht werden können.

Anders liegen die Verhältnisse jedoch, wenn man die mittlere Frequenz des empfangenen Senders z. B. um + 125 kHz gegen die Resonanzfrequenz des Bandfilters verstimmt. Zunächst wird hier — bei gleich großer Eingangsspannung U_g — die mittlere Ausgangsspannung kleiner als im Punkt B. Sie wird hier nicht mehr 10, sondern nur noch etwa 7,9 Volt betragen. Beim Empfang einer amplitudenmodulierten Sendung würde man also feststellen können, daß der Empfang leiser geworden ist, sonst hat sich gegen eine Abstimmung auf den Punkt B nichts geändert. Der Punkt E, welcher der neuen Einstellung entspricht, ist jedoch recht empfindlich gegen Frequenzschwankungen geworden. Wendet man jetzt wieder einen Frequenzhub von ± 25 kHz an, so wird die Spannung des Sekundärkreises zwischen den Werten D (9 Volt) und F (6,75 Volt) im Takt dieses Frequenzhubs schwanken. Erfolgt der Frequenzhub sinusförmig, so tritt dadurch in der Hochfrequenzspannung eine sinusförmige Amplitudenmodulation auf, wie sie durch den Kurvenzug b dargestellt ist. Es liegt natürlich kein Anlaß dazu vor, daß die ursprünglich am Gitter vorhandene Frequenzmodulation durch das Auftreten dieser Amplitudenmodulation beseitigt wird. Die Spannung U_a enthält jetzt vielmehr eine Doppelmodulation: sie ist gleichzeitig frequenz- und amplitudenmoduliert. Ein an den Sekundärkreis angeschlossener Gleichrichter reagiert allerdings nur auf die Amplitudenmodulation, er macht also nur die Schwankungen des Kurvenzugs b hörbar. Man kann leicht feststellen, welchem AM-Modulationsgrad in unserem Beispiel ein Frequenzhub von ± 25 kHz entspricht. In bekannter Weise läßt sich errechnen:

$$m = \frac{U_4 - U_3}{U_4 + U_3} = \frac{9 - 6{,}75}{9 + 6{,}75} = 0{,}143 \qquad (1)$$

Nach der Modulationsumwandlung wird die ursprüngliche frequenzmodulierte Schwingung also einer Trägerwelle gleichwertig sein, die so groß ist, daß sie am Sekundärkreis eine Hf-Spannung von 7,9 Volt (Mittelwert aus U_3 und U_4) ergibt und welche mit 14,3 % amplitudenmoduliert ist.

In ähnlicher Weise kann man aus dem Kurvenzug a feststellen, daß bei Abstimmung der mittleren Frequenz auf + 200 kHz (Punkt H) eine solche Modulationsumwandlung auftritt, daß eine gleichwertige amplitudenmodulierte Welle eine Hf-Spannung von etwa 4,4 Volt bei einem Modulationsgrad von 25,8% besitzen müßte.

Da der Verlauf der Resonanzkurve zwischen den Punkten D und I geradlinig angenommen wurde, müssen sowohl im Fall a als auch im Fall b die Amplitudenschwankungen (also $U_2 - U_1$ und $U_4 - U_3$) für den gleichen Frequenzhub gleich groß sein. Die AM-Modulationsgrade sind zwar mit 14,3 und 25,8% verschieden, da jedoch die mittleren Kreisspannungen in den Punkten E und H ebenfalls verschieden groß sind, erfolgt dadurch ein Ausgleich. Bekanntlich sind die Amplitudenschwankungen einer AM-modulierten Welle dem Produkt aus Trägergröße (U_H) und Modulationsgrad (m) proportional. Es muß für die Punkte E und H also gelten:

$$U_H \cdot m = 7{,}9 \cdot 0{,}143 = 4{,}4 \cdot 0{,}258 \qquad (2)$$

Man kann sich nun überzeugen, ob diese Bedingung hinreichend genau erfüllt wird und erhält auf diese Weise zusätzlich eine Kontrolle der bisher angestellten Überlegungen.

Die Resonanzkurve eines Einzelkreises

In Bild 1 wurde die Resonanzkurve eines zweikreisigen Bandfilters dargestellt, weil deren Verlauf für die Erläuterung der Modulationsumwandlung besonders anschaulich ist. In der Praxis wird man jedoch zur Modulationsumwandlung meist einen Einzelkreis oder eine Kaskadenschaltung Einzelkreis — Röhre — Einzelkreis verwenden. Wenn man die Vorgänge bei einer solchen Schaltung übersehen will, so muß man wissen, wie die Re-

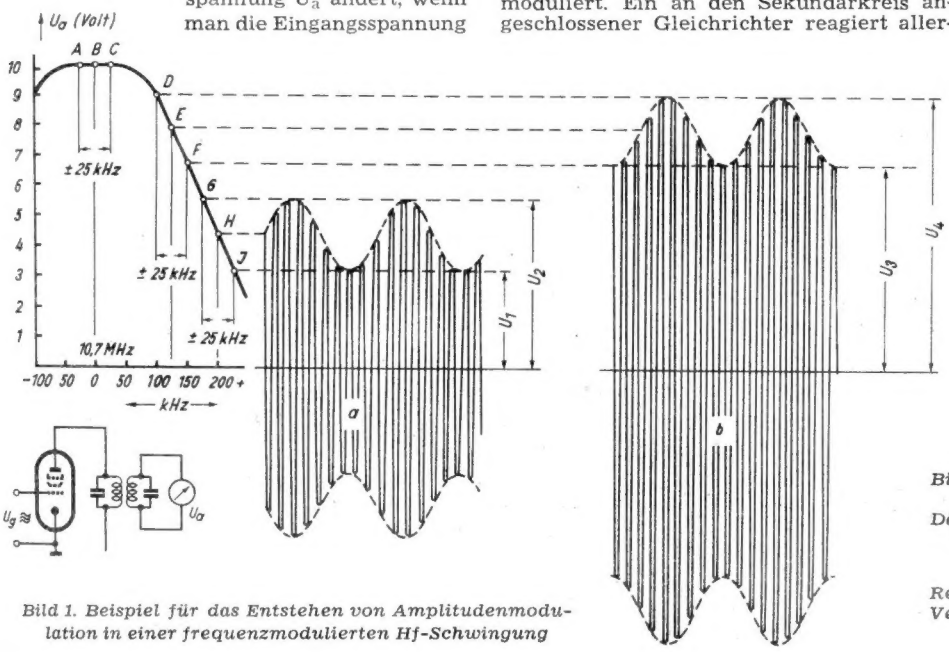


Bild 1. Beispiel für das Entstehen von Amplitudenmodulation in einer frequenzmodulierten Hf-Schwingung

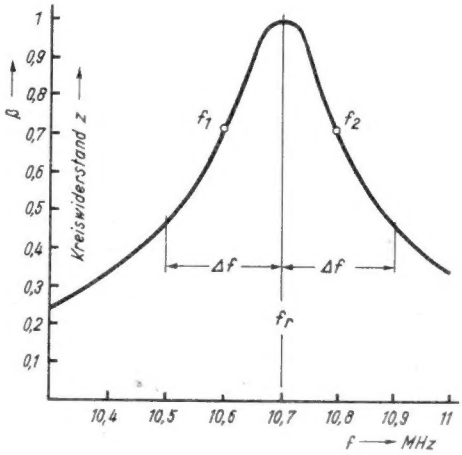
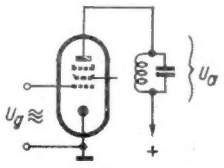


Bild 3. Resonanzkurve eines Einzelkreises mit einer Dämpfung von 2% und einer Resonanzfrequenz von 10,7 MHz



Rechts: Bild 2. Einstufiger Verstärker mit abgestimmtem Anodenkreis

Bild 4. Ersatzschaltbild eines Abstimmkreises
a) bei reiner Seriendämpfung (links)
b) bei reiner Paralleldämpfung (rechts)

sonanzkurve einer solchen Anordnung verläuft.

Wir betrachten dazu wieder einen einstufigen Verstärker, in dessen Anodenkreis ein Abstimmkreis nach **Bild 2** liegt. Die Verstärkung (V) einer Pentode mit hohem Innenwiderstand erhält man, wenn man die Steilheit der Röhre (S) mit dem Widerstand des Abstimmkreises (Z) multipliziert. Es gilt also:

$$V = S \cdot Z \qquad (3)$$

S ist dabei in A/Volt und
Z in Ohm einzusetzen.

Z läßt sich aus dem Ohmschen Gesetz für Wechselstrom errechnen. Man kann durch einen entsprechenden Ansatz feststellen, daß der Widerstandsverlauf eines Parallelschwingkreises wie in Bild 2 von der zugeführten Frequenz, von dem Verhältnis L/C und von den Verlustwiderständen bestimmt wird.

Frequenzabhängigkeit

Resonanzkurven lassen sich besonders übersichtlich darstellen, wenn man in die entsprechenden Formeln nicht die Frequenz, sondern die Verstimmung gegen die Resonanzfrequenz einsetzt. Da eine Resonanzkurve niemals ganz symmetrisch verläuft, kann man nicht einfach mit dem Verhältnis der zugeführten Frequenz zur Resonanzfrequenz arbeiten, sondern muß als „Verstimmung" folgenden Ausdruck einführen:

$$y = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \qquad (4)$$

Darin bedeuten:

f_r . . . die Resonanzfrequenz des Kreises,
$\omega_r = 2\pi f_r$ die zugehörige Kreisfrequenz,
f . . . die zugeführte Frequenz,
$\omega = 2\pi f$ die zugehörige Kreisfrequenz.

In der Literatur wird diese Formel meist mit ω und ω_r angegeben. Die Verwendung von f und f_r ist jedoch einfacher. Beide Ausdrücke sind in (4) gleichwertig.

Die physikalische Bedeutung der Formel (4) soll an Hand von **Bild 3** erläutert werden. Der dort dargestellte Widerstandsverlauf hat eine Resonanzstelle bei 10,7 MHz. Führt man dem Abstimmkreis eine Frequenz von 10,7 MHz zu, so gilt nach (4)

$$y = \frac{10{,}7}{10{,}7} - \frac{10{,}7}{10{,}7} = 0$$

Die Verstimmung ist hier also Null. Führt man dagegen dem Kreis eine Frequenz von z. B. 10,9 MHz zu, so ergibt sich:

$$y = \frac{10{,}9}{10{,}7} - \frac{10{,}7}{10{,}9} = 1{,}0187 - 0{,}9816 = 0{,}0371$$

Die Verstimmung beträgt jetzt also 0,0371 oder — wie es für Überschlagsrechnungen manchmal einfacher ist — 3,71 %.

Hätten wir die Verstimmung für eine Frequenz von 10,5 MHz bestimmt, so hätten wir in diesem Fall den Wert von — 0,0377 oder — 3,77 % erhalten. Ob die Verstimmung positiv oder negativ auftritt, hat rein formale Bedeutung, da in das Endresultat immer nur das Quadrat dieser Größe eingeht.

Dagegen zeigt unser Beispiel, daß ein Punkt, der 0,2 MHz über der Resonanzfrequenz liegt, nicht gleichwertig mit einem Punkt ist, der ebenso weit unterhalb der Resonanzfrequenz liegt. Verwendet man deshalb in Bild 3 eine lineare Frequenzteilung, so wird die Resonanzkurve unsymmetrisch. Diese Unsymmetrie ist in unmittelbarer Nähe der Resonanzfrequenz (bis etwa y = 10%) klein. Wenn man sich deshalb bei seinen Betrachtungen auf dieses Gebiet beschränkt, so kann man ohne großen Fehler anstatt des verhältnismäßig komplizierten Ausdrucks (4) auch einfacher anschreiben:

$$y = \frac{2\,\Delta f}{f_r} \qquad (5)$$

Δf ist dabei die Frequenzabweichung gegen die Resonanzfrequenz.

Wenn wir die Formel (5) auf unser Beispiel anwenden, so ergibt sich:

$$y = \frac{2 \cdot 0{,}2}{10{,}7} = 0{,}0374 = 3{,}74\%$$

Die so bestimmte Größe von y liegt also zwischen den beiden oben errechneten Werten von 3,71 und 3,77%. Der Fehler ist hier noch zu vernachlässigen. Bei großen Verstimmungen muß man jedoch stets Formel (4) verwenden.

Das LC-Verhältnis

Die Resonanzfrequenz eines Schwingungskreises wird durch das Produkt L · C bestimmt. Man kann also entweder eine kleine Selbstinduktion und eine große Kapazität oder auch eine große Selbstinduktion und eine kleine Kapazität verwenden. Es ist in beiden Fällen möglich, dem Kreis die gleiche Resonanzfrequenz zu geben, wenn man jeweils L und C nur richtig aufeinander abgleicht.

Dagegen ist es für den Resonanzwiderstand nicht gleichgültig, ob man große oder kleine Blindwiderstände verwendet. Je größer die Selbstinduktion der Abstimmspule und je kleiner demgemäß die Kapazität wird, desto größer wird auch der Resonanzwiderstand des Abstimmkreises.

Für den Resonanzfall gilt bekanntlich:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \qquad (6)$$

Multipliziert man beide Seiten dieser Gleichung mit L, so erhält man:

$$\omega_r L = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (7)$$

In gleicher Weise ergibt sich ebenfalls:

$$\frac{1}{\omega_r \cdot C} = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (8)$$

Der Ausdruck $\sqrt{\frac{L}{C}}$ gibt demnach die Größe der beiden Blindwiderstände für die Resonanzfrequenz an. Dabei ist die Selbstinduktion in Henry und die Kapazität in Farad einzusetzen.

Es läßt sich also durch Vergrößern der Abstimmspule und durch Verkleinern der Kreiskapazität die Verstärkung einer Stufe nach Bild 2 hinaufsetzen. Man kann dabei so weit gehen, daß man in der Schaltung überhaupt keinen fest eingebauten Kondensator vorsieht und die Abstimmspule einfach so groß macht, daß sie mit den Röhren und Schaltkapazitäten allein auf der gewünschten Frequenz in Resonanz kommt. Man kann dann auch mit verhältnismäßig schwachen Röhren sehr große Verstärkungen erzielen. Eine natürliche Grenze findet allerdings diese Möglichkeit darin, daß ein solcher Aufbau außerordentlich leicht durch kleine Kapazitätsänderungen (Röhrenaustausch, Erwärmungseinflüsse) verstimmt wird. Man sollte deshalb nur in Ausnahmefällen Kreiskapazitäten von etwa 30 pF unterschreiten.

Im übrigen hat der Faktor $\sqrt{\frac{L}{C}}$ nur auf das Niveau, keineswegs aber auch auf die Form der Resonanzkurve einen Einfluß.

Die Kreisverluste

Abstimmspulen und Kondensatoren stellen nicht nur reine Blindwiderstände dar, sie sind vielmehr zusätzlich auch noch mit Verlusten behaftet, die eine mehr oder weniger starke Dämpfung der Kreisresonanz zur Folge haben. Der Einfachheit halber nimmt man meist an, daß der Abstimmkreis aus vollkommen verlustfreien Spulen und Kondensatoren aufgebaut ist und daß die Verluste durch in den Kreis eingeschaltet gedachte Widerstände verursacht werden. Diese Widerstände können dabei zu den Abstimmelementen entweder in Serie **(Bild 4a)** oder parallel **(Bild 4 b)** geschaltet sein. Die Dämpfung der Resonanz hängt dann davon ab, wie groß diese Widerstände im Verhältnis zu den Blindwiderständen sind. Man kann ihren Einfluß dadurch definieren, daß man entweder die „Dämpfung" (d) oder die „Güte" (Q) des Kreises angibt. Beide Größen hängen durch die Bedingung $Q = \frac{1}{d}$ fest miteinander zusammen. Man kann sie also eigentlich nach Belieben verwenden. In den folgenden Ausführungen wird jedoch stets nur die Dämpfung als Maßstab für die Verluste des Kreises herangezogen werden.

Nimmt man an, daß sämtliche Verluste eines Abstimmkreises nur durch einen Serienwiderstand — wie in Bild 4a — verursacht werden, so gelten für die Dämpfung dieses Kreises folgende Ausdrücke:

$$d = r \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \text{oder: } d = \frac{r}{\omega_r L}, \quad \text{oder: } d = r \cdot \omega_r C \qquad (9)$$

Werden sämtliche Kreisverluste dagegen durch einen Parallelwiderstand — wie in Bild 4b — verursacht, so gilt:

$$d = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \text{oder: } d = \frac{\omega_r L}{R}, \quad \text{oder: } d = \frac{1}{R\,\omega_r C} \qquad (10)$$

Dabei ist in (9) und (10) r und R stets in Ohm, L in Henry und C in Farad einzusetzen.

Der Wert von d liegt bei Abstimmkreisen in üblichen Ausführungsformen etwa zwischen 0,005 und 0,05 (0,5 und 5%, entsprechend einer Güte von 200 bis 20). Beschränkt man sich bei solchen Kreisen auf das Gebiet in der Nähe der Resonanz, so ist es für den Verlauf der Resonanzkurve praktisch gleichgültig, ob die Dämpfung durch einen Serien- oder Parallelwiderstand hervorgerufen wird.

Die Resonanzkurve eines Einzelkreises

Mit den bisher angeführten Größen läßt sich ein einfacher Ausdruck für den Verlauf der Resonanzkurve eines Abstimmkreises angeben. Für den Widerstand eines solchen Kreises gilt:

$$Z = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}},$$

$$\text{oder: } Z = \frac{\omega_r L}{d} \cdot \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}},$$

$$\text{oder: } Z = \frac{1}{d\,\omega_r C} \cdot \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}} \qquad (11)$$

Für die Resonanzfrequenz wird nach (4)...y = 0. Der Resonanzwiderstand eines Parallelkreises läßt sich dann also ausdrücken:

$$Z_r = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \text{oder: } Z_r = \frac{\omega_r L}{d}, \quad \text{oder: } Z_r = \frac{1}{d\,\omega_r C} \qquad (12)$$

Dieser Ausdruck ist wichtig. Man kann mit ihm z. B. die Verstärkung einer Hf- oder Zf-Stufe bestimmen. Beispiel: Wenn ein Abstimmkreis eine Kapazität von 40 pF (einschl. der Röhren- und Schaltungskapazitäten) bei 3 % Dämpfung besitzt und die Resonanzfrequenz 10,7 MHz beträgt, so ergibt sich ein Resonanzwiderstand von:

$$Z_r = \frac{1}{0{,}03 \cdot 6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 12{,}4\ \text{k}\Omega$$

Schaltet man diesen Abstimmkreis nach Bild 2 mit einer Röhre zusammen, die

eine Steilheit von 5 mA/V besitzt, so erhält man nach (3) im Resonanzfall eine Verstärkung von:

$$V = S \cdot Z_r = 0{,}005 \cdot 12\,400 = 62$$

Wie der Widerstand des Abstimmkreises außerhalb der Resonanz verläuft, bestimmt die Formel (11). Man kann sie offensichtlich auch so schreiben:

$$Z = Z_r \cdot \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}} \qquad (13)$$

Da Z_r für eine gegebene Dimensionierung festliegt, wird die Frequenzabhängigkeit von Z nur durch das zweite Glied bestimmt, das wir β nennen wollen. Z_r ist leicht zu berechnen, es soll deshalb nur der Ausdruck:

$$\beta = \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}} \qquad (14)$$

näher untersucht werden. Man kann mit seiner Hilfe leicht den Verlauf einer Resonanzkurve errechnen. Für einen Kreis von 2% Dämpfung ergeben sich bei einer Resonanzfrequenz von 10,7 MHz z. B. folgende Werte:

Zugeführte Frequenz f	Verstimmung y	$\sqrt{d^2 + y^2}$	$\beta = \frac{d}{\sqrt{d^2 + y^2}}$
10,3 MHz	— 0,076	0,079	0,253
10,5 MHz	— 0,0377	0,0427	0,468
10,6 MHz	— 0,02	0,0282	0,707
10,65 MHz	— 0,0097	0,0222	0,922
10,,7 MHz	0	0,02	1
10,75 MHz	+ 0,0097	0,0222	0,922
10,8 MHz	+ 0,02	0,0282	0,707
10,9 MHz	+ 0,0374	0,0424	0,47
11 MHz	+ 0,0553	0,0588	0,34

Bild 3 stellt die hier angegebenen Werte in Kurvenform dar. Auf der Ordinatenachse sind deshalb auch die entsprechenden Werte von β eingetragen. Durch Multiplikation eines beliebigen Wertes von β mit dem Resonanzwiderstand Z_r erhält man den Kreiswiderstand Z für die zugehörige Frequenz.

Besonders interessant sind die beiden Punkte dieser Kurve für $f_1 = 10{,}6$ und $f_2 = 10{,}8$ MHz. Dort wird jeweils $y = d = 0{,}02$. β nimmt dann den Wert von $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$ an. Diese Eigenschaft der Resonanzkurve gibt eine bequeme Möglichkeit, die Dämpfung eines beliebigen Abstimmkreises zu messen. Man schließt dazu z. B. das Gitter der Röhre in Bild 2 an einen Meßsender an und mißt die am Abstimmkreis stehende Hf-Spannung mit einem genügend hochohmigen Röhren-Voltmeter. Verändert man dann die Frequenz der Meßsenderspannung (wobei ihre Größe konstant gehalten wird), so kann man leicht feststellen, bei welchen Frequenzen f_1 und f_2 die am Kreis stehende Spannung auf das 0,707fache der Maximalspannung zurückgeht. Die Dämpfung des Kreises beträgt dann mit guter Annäherung:

$$d = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \qquad (15)$$

Man kann auch den Bruch, den β nach (14) darstellt, im Zähler und Nenner durch d dividieren. Bezeichnet man dann $\frac{y}{d} = x$, so erhält man für β einen neuen, einfacheren Ausdruck:

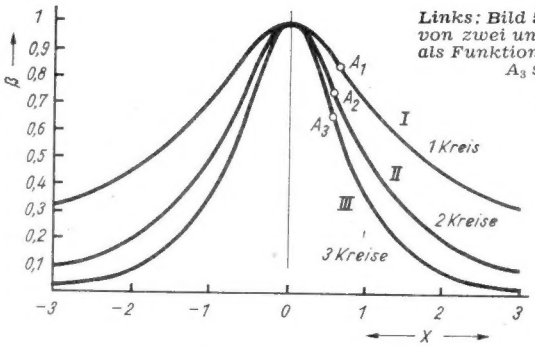
$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \qquad (16)$$

Dieser Ausdruck hat den Vorteil, daß man mit seiner Hilfe die Resonanzkurven sämtlicher überhaupt denkbaren Abstimmkreise durch eine einzige Kurve darstellen kann. Dieses ist die Kurve I in **Bild 5**. Kennt man die Dämpfung eines Abstimmkreises, so kann man für eine Frequenz, welche um Δf gegen seine Resonanzfrequenz verstimmt ist, jeweils das zugehörige x so ermitteln:

$$x = \frac{2\,\Delta f}{d\,f_r} \qquad (17)$$

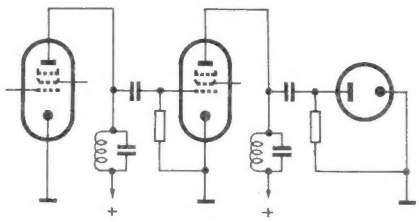
Der entsprechende Wert von β nach (16) gibt dann an, wie weit der Kreiswiderstand gegen den Resonanzpunkt abgesunken ist. Bei großer Verstimmung muß man allerdings $x = \frac{y}{d}$ setzen.

Aus dem Dargelegten ersieht man, daß alle Resonanzkurven von Einzelkreisen einer bestimmten Norm entsprechen müssen. Ganz gleich, ob der betreffende Kreis eine kleine oder eine große Dämpfung aufzuweisen hat, ob er auf eine sehr lange oder eine sehr kurze Welle abgestimmt ist, unabhängig von der Größe der Kapazität und der Selbstinduktion, besitzt seine Resonanzkurve immer den gleichen prinzipiellen Verlauf. Bestimmend ist hier allerdings nicht mehr die Verstimmung y allein, sie muß vielmehr nach (17) in ein bestimmtes Verhältnis zur Resonanzfrequenz und zur Kreisdämpfung gebracht werden. Wenn man dieses aber tut, so hat man die Kurve der für alle Abstimmkreise gültigen Norm angepaßt. Man bezeichnet deshalb die Größe x auch als „normierte Verstimmung".



Links: Bild 5. Resonanzkurven eines Einzelkreises bzw. von zwei und drei hintereinander geschalteten Kreisen als Funktion der normierten Verstimmung x. A_1, A_2 und A_3 sind die zugehörigen Wendepunkte

Bild 6. Beispiel für eine Kaskadenschaltung Kreis - Röhre - Kreis



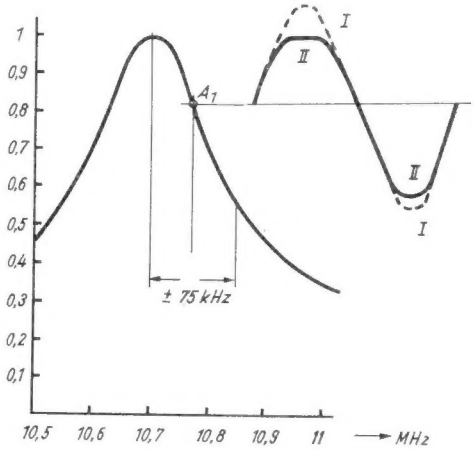


Bild 7. Verzerrung eines sinusförmigen Frequenzhubs von ± 75 kHz an der Resonanzkurve eines Kreises von 2% Dämpfung bei einer Resonanzfrequenz von 10,7 MHz. Als Arbeitspunkt ist der Wendepunkt A_1 gewählt

Mehrere in Kaskade geschaltete Einzelkreise

Man kann anstatt eines Einzelkreises natürlich auch mehrere Abstimmkreise hintereinander schalten. Baut man diese zu mehrkreisigen Bandfiltern zusammen, so treten Rückwirkungen der nachfolgenden auf die weiter vorne liegenden Kreise auf, wodurch die Gesamt-Resonanzkurve von dem grundsätzlichen Verlauf nach (13) abweicht. Da solche Bandfilterkurven für Flankengleichrichter verhältnismäßig ungünstig liegen, soll hier auf sie nicht näher eingegangen werden. Dagegen sind für Flankengleichrichter rückwirkungsfreie Aufbauten mit mehreren Abstimmkreisen durchaus interessant. Ein solcher rückwirkungsfreier Aufbau ergibt sich z. B. durch die Anordnung Kreis — Röhre — Kreis, wie in **Bild 6 dargestellt ist.** Die Verstärkung einer solchen Anordnung für die Resonanzfrequenz ergibt sich, wenn man die Verstärkungen der einzelnen Stufen miteinander multipliziert. Ebenso erhält man den Verlauf der Gesamt-Resonanzkurve, wenn man die Werte von β der einzelnen Stufen miteinander multipliziert.

Nimmt man an, daß alle verwendeten Kreise die gleiche Dämpfung besitzen, so ergibt sich für n Abstimmkreise:

$$\beta_n = \frac{1}{\sqrt{(1 + x^2)^n}} \qquad (18)$$

Der Verlauf der entsprechenden Kurven für zwei und drei Abstimmkreise ist in Bild 5 eingezeichnet. Für beliebige andere Kreiszahlen kann man die Resonanzkurven an Hand der bisherigen Ausführungen leicht errechnen.

Verzerrungen bei der Modulationsumwandlung an der Flanke einer Resonanzkurve

Wenn man aus einem Frequenzhub eine unverzerrte Amplitudenmodulation ableiten will, muß die betreffende Flanke der Resonanzkurve über einen genügend großen Bereich geradlinig verlaufen. In Bild 1 wurde ein solcher Verlauf angenommen. Wenn man aber die Bilder 3 und 5 betrachtet, so wird man feststellen, daß die dort dargestellten Resonanzkurven eigentlich nirgendwo geradlinig sind. In unmittelbarer Nähe der Resonanz sind die Kurven nach unten konkav, bei größeren Verstimmungen werden sie konvex. Offensichtlich befindet sich das am weitesten geradlinige Stück in der Umgebung jenes Punktes, bei dem die beiden Krümmungen ineinander übergehen. Man bezeichnet einen solchen Punkt als Wendepunkt. Wenn man die mathematische Gleichung kennt, die den Verlauf einer Kurve bestimmt, so kann man die Lage eines solchen Wendepunktes sehr genau ermitteln. Führt man eine entsprechende Rechenoperation mit Gleichung (18) durch, so erhält man als günstigsten Arbeitspunkt:

$$x_0 = \sqrt{\frac{1}{n + 1}} \qquad (19)$$

Für die notwendige Verstimmung ergibt sich dann:

für einen Kreis: $y_0 = 0{,}707\,d$
für zwei Kreise: $y_0 = 0{,}577\,d$
für drei Kreise: $y_0 = 0{,}5\,d$.

Verwendet man Kreise mit einer Dämpfung von z. B. 2 %, so sollte sich der beste Empfang ergeben, wenn man den Empfänger gegen seine Resonanzfrequenz von 10,7 MHz verstimmt:

bei einem Kreis um etwa 75 kHz,
bei zwei Kreisen um etwa 61 kHz,
bei drei Kreisen um etwa 53 kHz.

Man muß sich nun klar machen, was diese Zahlen bedeuten. Da unsere UKW-Rundfunksender bis zu einem Hub von

75 kHz ausgesteuert werden, heißt das zunächst, daß ein Flankengleichrichter, der z. B. einen Einzelkreis mit 2 % Dämpfung bei 10,7 MHz Resonanzfrequenz besitzt, zeitweilig von seinem Arbeitspunkt bis zur Kuppe der Resonanzkurve ausgesteuert wird. **Bild 7** soll diese Verhältnisse darstellen. Wäre der Verlauf der Resonanzkurve um den Arbeitspunkt A_1 genügend weit geradlinig, so würde einem sinusförmigen Frequenzhub auch eine sinusförmige Amplitudenmodulation der Anodenspannung entsprechen (strichlierte Kurve I). Der gekrümmte Verlauf der Resonanzkurve bedingt jedoch einen Verlauf der Amplitudenmodulation, wie ihn die voll ausgezogene Kurve II darstellt. Man sieht, daß besonders eine Frequenzänderung in Richtung der Resonanzfrequenz starke Verzerrungen (Abflachung der Kuppe) verursacht. Schließt man an einen so ausgesteuerten Abstimmkreis einen Gleichrichter an, so kann dieser natürlich nur die ihm angebotene Amplitudenmodulation gleichrichten. Diese wird in unserem Fall aber stark von der ursprünglich sinusförmigen Frequenzmodulation abweichen. Die bei der Modulationsumwandlung auftretenden Verzerrungen werden also hörbar gemacht.

Der Verlauf der verzerrten Kurvenform II in Bild 7 deutet darauf hin, daß in der Amplitudenmodulation neben der ursprünglichen sinusförmigen Grundwelle auch noch starke Oberwellen auftreten. In Bild 7 wurde als anschauliches Beispiel eine besonders starke Aussteuerung einer Resonanzkurve dargestellt. Eine so starke Aussteuerung wird man in der Praxis nicht zulassen. Meist erhält man eine Form der Amplitudenmodulation, die etwa dem unteren Teil der Kurve II entspricht.

Der dabei auftretende Klirrfaktor ist hauptsächlich durch eine dritte Oberwelle bestimmt. Seine Größe läßt sich aus Gleichung (18) berechnen und beträgt

$$K_{f3} = \frac{1}{12} \cdot \frac{(n^2 + 3n + 2) \cdot (1 + n)}{(2 + n)^2} \left(\frac{2 \Delta f}{d \cdot f_r} \right)^2 \qquad (20)$$

Die Größe dieses Klirrfaktors hängt also einmal vom Aufbau des Flankengleichrichters (Kreiszahl n, Dämpfung d und Resonanzfrequenz f_r) ab, zum anderen aber vom zugeführten Frequenzhub. Zu beachten ist ferner, daß der Klirrfaktor mit dem Quadrat des Frequenzhubs Δf ansteigt.

Bei der Dimensionierung eines Flankengleichrichters soll man deshalb stets so vorgehen, daß man zunächst festlegt, welcher Klirrfaktor für den größten vorkommenden Frequenzhub tragbar erscheint. Wenn man nicht größere Verzerrungen als bei AM zulassen will, so wird der Klirrfaktor der Modulationsumwandlung einen Wert von etwa 3,5% nicht überschreiten dürfen. Setzt man ferner voraus, daß die Modulationsumwandlung an der Flanke eines Zwischenfrequenzverstärkers mit einer Resonanzfrequenz von 10,7 MHz erfolgen soll, so kann man aus Gleichung (20) leicht errechnen, wie klein die Dämpfung der verwendeten Abstimmkreise höchstens werden darf, damit bei 75 kHz Hub ein Klirrfaktor von 3,5 % nicht überschritten wird. Es ergeben sich dabei folgende Dämpfungswerte:

Für einen Einzelkreis	2,5 %,
für zwei Kreise	3,24 %,
für drei Kreise	3,78 %,
für vier Kreise	4,4 %.

Je größer also die Anzahl der Abstimmkreise ist, welche den Verlauf der Resonanzkurve bestimmen, desto größer muß die Kreisdämpfung werden, damit die Verzerrungen in erträglichen Grenzen bleiben.

Andererseits zeigt Gleichung (20), daß die zulässige Kreisdämpfung von der Resonanzfrequenz abhängt. Will man also einen Flankengleichrichter bauen, der — ohne Zwischenüberlagerung — unmittelbar auf UKW arbeitet, so kann die Kreisdämpfung entsprechend kleiner werden. Bei einem Einzelkreis und 100 MHz dürfte sie dann rund 0,25 % betragen.

Eine weitere Überlegung zeigt, daß sich Abstimmkreise, die z. B. auf Frequenzen der üblichen Rundfunkbänder abgestimmt sind, nur schlecht zur Flankendemodulation eignen. Ein Einzelkreis, der auf 1 MHz abgestimmt ist, dürfte nach (20) eine Dämpfung von rund 25 % ein auf 472 kHz abgestimmter Kreis dagegen etwa 55 % nicht unterschreiten.

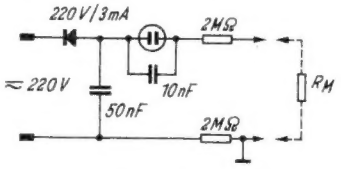
Auf einen kurzen Nenner gebracht, bedeuten die bisherigen Ausführungen nichts anderes, als daß für Flankengleichrichter die gleiche Forderung gilt, wie sonst für die Zf-Stufen moderner FM-Empfänger: sie müssen genügend breitbandig ausgelegt sein, um verzerrungsfreien Empfang zu gewährleisten. Je größer aber die Bandbreite einer Verstärkerstufe ist, desto kleiner wird ihre Verstärkung. Man hat also stets einen Kompromiß zwischen Empfangsleistung und Wiedergabequalität einzugehen, bzw. entsprechend viele Verstärkerstufen vorzusehen. Damit man nicht allzu unwirtschaftlich arbeitet, muß man dazu wissen, wo die Grenzen des technisch Möglichen liegen. Dipl.-Ing. A. Nowak

Praktischer Feinschlußprüfer

In Entwicklungs- und Reparaturbetrieben wird der Bedeutung des Feinschlusses oft nicht genügend Aufmerksamkeit geschenkt. Fehlerhafte Geräte, deren Reparatur u. U. mit erheblichen Unkosten verbunden sein kann, sind die Folge. Feinschlüsse sind meist zu beobachten an

1. Kondensatoren,
2. Röhrenfassungen,
3. Lötösenleisten.

Besonders schädlich erweisen sich Feinschlüsse an Kopplungskondensatoren in Nf-Stufen, wenn der Kondensator die Aufgabe hat, die Gleichspannung vom Gitter der Endröhre fernzuhalten und nur die Tonfrequenzspannung zu übertragen. Durch Ansteigen des Anodenstromes tritt eine Überlastung der Endröhre, des Netztransformators und u. U. auch der Netzdrossel und der Gleichrichterröhre ein. Ferner wird der Ausgangsübertrager stärker magnetisiert, so daß sich der Anpassungswert ändert. Da die Endröhre in einem falschen Arbeitspunkt arbeitet, steigt außerdem noch der Klirrfaktor an. Auch die Spannungen der Vorröhren verschieben sich.



Schaltung des Feinschlußprüfers

Erhebliche Störungen können an Röhrenfassungen entstehen, wenn das verwendete Isoliermaterial keinen ausreichend hohen Isolationswert besitzt oder Verunreinigungen durch Lötfett eintreten. Ähnliche Feinschlüsse sind an Lötösenleisten feststellbar. Auch Feuchtigkeitseinflüsse können Feinschluß verursachen, vor allem wenn es sich um unzweckmäßig gelagerte Kondensatoren oder Isolierteile handelt.

Da Feinschluß-Meßgeräte, wie z. B. Mega- oder Tera-Ohmmeter relativ teuer sind, hat sich der Praktiker für die Prüfung des Isolationswertes bisher verschiedener, mehr oder weniger zuverlässiger Hilfsmittel bedient.

Blinkschaltung

Für die Werkstattpraxis genügt in den meisten Fällen eine Feinschlußprüfung, die auf die Feststellung des jeweiligen Isolationswertes verzichtet und ähnlich wie bei Röhrenprüfungen mit den Prüfbefunden „Gut — brauchbar — schlecht" auskommt. Der von der Firma G. Paffrath, Linz am Rhein, herausgebrachte PEVA-Feinschlußprüfer macht von einer Glimmlampe als Anzeige- und Entladeorgan in der sogenannten Blinkschaltung Gebrauch, bei der man einen Kondensator mit Hilfe einer Gleichspannung über einen Vorwiderstand auflädt und bei Erreichen der Zündspannung der Glimmlampe nach bekannten Gesetzmäßigkeiten wieder entlädt. Als Lade- bzw. Vorwiderstand dient der jeweils festzustellende Feinschlußwiderstand. Dieses einfache Speicherprinzip gestattet es, sehr hohe Ohmwerte noch festzustellen und zu unterscheiden. Gleichspannung, Kondensator und Daten der Glimmlampe sind aufeinander so abgestimmt, daß die Zündung bei etwa 1000 MΩ vor sich geht. Die Anzeige anderer Werte geschieht umgekehrt mit der Zeit, wie die untenstehende Tabelle erkennen läßt.

Tastgerät

Wie das **Schaltbild** erkennen läßt, wird der Feinschlußprüfer über einen Trockengleichrichter direkt aus dem Wechselstromnetz gespeist. Die Prüfeinrichtung selbst ist als handliches Tastgerät ausgeführt, das eine Prüfspitze besitzt und dessen Einzelteile im Handgriff der Tastspitze untergebracht sind. Die Glimmlampe befindet sich gleichfalls im Handgriff und kann durch ein Fenster beobachtet werden.

Ein Pol des Prüfobjektes wird bei der Prüfung mit einer Hand berührt. Die andere Hand hält den Feinschlußprüfer, wobei ein Finger den auf der Sonde angebrachten Kontakt berührt. Die Verbindung mit dem zweiten Pol des Prüfgegenstandes stellt die Prüfspitze her. Der Stromkreis wird also über den Körper des Prüfenden geschlossen. Da der Widerstand des menschlichen Körpers gegenüber den Prüfwerten zu vernachlässigen ist, ergibt sich keine Beeinträchtigung der Prüfung. Eine Gefahr für den Prüfenden besteht nicht, da an den Polen des Prüfgerätes keine schädliche Spannung liegt. Das beschriebene Tastgerät gestattet eine bequeme Handhabung, da Prüfleitungen wegfallen. Hat man größere Kondensatoren zu prüfen, so muß man darauf achten, daß einige Sekunden vergehen, bis der Gegenspannungswert die Glimmlampe erreicht hat. Die Glimmlampe leuchtet je nach Kapazitätswert des Prüflings erst hell auf, um sich dann mit abnehmender Zündfolge auf den Wert des Feinschlusses einzuspielen. Bei unregelmäßiger Zündfolge besitzt der Kondensator einen veränderlichen Feinschluß.

Praktische Ergebnisse

Der Feinschlußprüfer wurde im praktischen Labor- und Reparaturbetrieb erprobt und hat sich als ein zweckmäßiges und wertvolles Hilfsmittel erwiesen. Es schafft u. a. Klarheit über die Brauchbarkeit von Isoliermaterialien, wenn hohe Anforderungen gestellt werden müssen, und über den Isolationswiderstand von Kondensatoren, dem jeder Praktiker schon vor dem Einbau des Einzelteiles Beachtung schenken sollte.

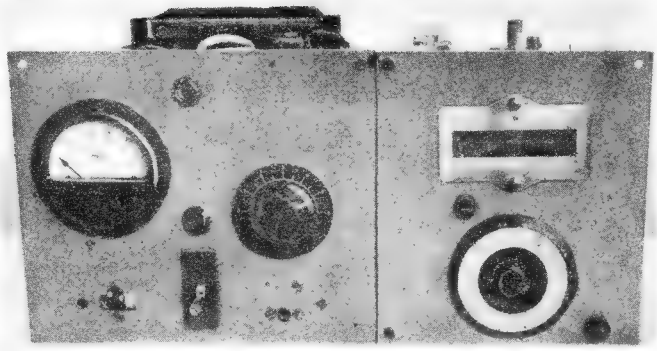
Zeit sec	Zahl der Zündungen	Widerstand etwa MΩ
—	Dauerleuchten	10...30
1	10 (schnelles Flimmern)	100
1	1	10 000
10	1	10 000
50	1	50 000

Der recht hohe Wert von 50 000 MΩ läßt sich in der Praxis nur in trockenen Räumen erzielen.

Für den KW-Amateur:

Tragbarer 20/50-Watt-Sender für das 40- und 80-m-Band

Mehrstufige Sender für alle vier Amateurbänder sind mit ihren Verdoppler- und Pufferstufen räumlich oft sehr umfangreich und mit einer größeren Anzahl von Bedienungsgriffen ausgerüstet. Deshalb besteht bei vielen Amateuren der Wunsch nach einem zusätzlichen Sender für das 40- und 80-m-Band, der gelegentlich auch bequem transportiert werden kann und möglichst mit Einknopfbedienung und eingebautem Antennen-Anpaßgerät ausgerüstet sein soll. Ein solcher Sender läßt sich unter Verwendung der kommerziellen Ausführungen BC 457 (458, 459) sehr preiswert aufbauen.



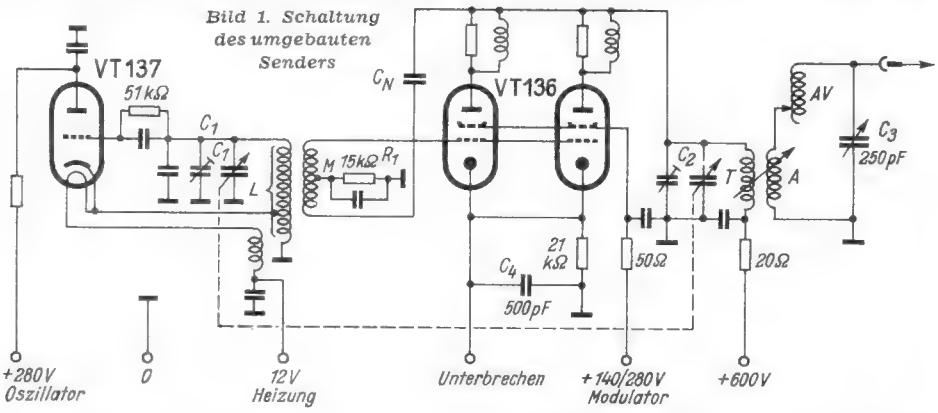
Frontansicht des tragbaren 20/50-Watt-Senders für das 40- und 80-m-Band

Schaltung des Hf-Teiles

Wie **Bild 1** zeigt, handelt es sich um einen zweistufigen Sender (MO-PA) mit einer Triode im Oszillator und zwei parallelgeschalteten Endröhren. Die Röhre VT 136 entspricht in ihren Daten der bekannten Senderöhre 807, wird aber mit 12 Volt geheizt. Die Parallelschaltung hat für Amateurzwecke den Vorzug, daß der Sender sowohl für Lizenzklasse A (1 × VT 136) als auch für die Inhaber der B-Lizenz (2 × VT 136) geeignet ist. Die Tastung erfolgt in der Katodenleitung der Endstufe (Anschluß „Unterbrechen"), indem der Katodenwiderstand durch einen Schalter (Telefonie) oder die Taste kurzgeschlossen wird. Die Gittervorspannung der Endstufe erzeugt der an R_1 auftretende Gitterstrom. Es ist sehr vorteilhaft, diesen Festwiderstand durch eine veränderliche Ausführung von 50 kΩ zu ersetzen, um die günstigste Vorspannung im Betrieb einstellen zu können. Bei richtig abgestimmter Antenne sollen bei 600 V Anodenspannung im Telefoniebetrieb (U_{g2}=140 V) und Verwendung von zwei Endröhren 75...80 mA fließen.

Die Endstufe wird zur Stabilisierung mit C_N, einem aus zwei Blechstreifen gebildeten Kondensator, neutralisiert. Die Antennenkopplung ist zwischen T und A regelbar ausgebildet, während eine veränderliche Antennenspule AV zur Anpassung der verwendeten Antenne dient. Der Antennenkondensator C_3 wurde nachträglich eingebaut. Er hat sich vorzüglich bewährt.

Bild 1. Schaltung des umgebauten Senders



Der Umbau

Als Ausgangsprodukt für den Umbau dient eine der drei genannten kommerziellen Ausführungen, die sich untereinander nur in den Spulendaten unterscheiden. Der BC 457 ist ursprünglich für den Bereich 4...5,3 MHz und der BC 458 für 5,3...7 MHz bestimmt, während der BC 459 das Band 7...9,1 MHz bestreicht. Zum Umbau als 80-m-Sender (ev. umschaltbar auf das 40-m-Band) eignet sich nur das erste Baumuster, während die beiden anderen für 40-m-Betrieb Verwendung finden können. In der Originalausführung sind ein Eichquarz und ein Magisches Auge VT 138 vorgesehen, die für Amateurzwecke nicht gebraucht werden. Die Schaltung ist aber so eingerichtet, daß die Fassungen für beide Teile und die übrigen Schaltelemente und Verbindungen nicht entfernt werden müssen.

Da der Sender ursprünglich für 24-Volt-Betrieb bestimmt ist, müssen die beiden Heizfäden der Röhren VT 136 für 12-Volt-Heizung parallel geschaltet werden. Die Heizfadenanschlüsse der nicht benutzten Röhre VT 138 werden kurzgeschlossen. Ferner sind die eingebauten 24-Volt-Relais zu entfernen und die Relaiskontakte sinngemäß durch Festverbindungen zu ersetzen. Die vom 7 poligen Mehrfachanschluß kommende Relais-Speiseleitung wird an die Katoden der Endröhren geschaltet (Unterbrechen) und der Katodenwiderstand durch einen Kondensator von 500...2000 pF überbrückt (C_4).

Der Netzteil

Im Netzteil (**Bild 4**) findet ein Transformator (Engel, Wiesbaden) für 2 × 600 V/250 mA und 2 × je 12 V/4 A Verwendung. Als Gleichrichterröhre eignet sich besonders die LG 12. Die beiden Anoden-Überbrückungskondensatoren von je 10 nF sollen mit 2 kV ~ geprüft sein. Es hat sich bewährt, diese über 0,5-A-Sicherungen anzuschließen, um bei einem Kurzschluß den Netztransformator sicher zu schützen. Dem gleichen Zweck dient eine Sicherung an der Katode der Röhre LG 12, die beim etwaigen Durchschlagen eines Netzteilkondensators durchbrennen würde. Um preiswerte und handelsübliche Werte für Lade- und Siebkondensatoren verwenden zu können, wurden Ausführungen zu 16 µF/550 V paarweise in Serie geschaltet und mit 100-kΩ-Schutzwiderständen überbrückt. Ein Stabilisator STV 280/40 stabilisiert die Spannungen für den Oszillator und die Schirmgitter. Das Milliamperemeter (200 mA) in der Plus-Anodenleitung leistet wertvolle Dienste bei der Antennenabstimmung.

Um den Betrieb besonders bequem zu gestalten, wurden zwei Schaltbuchsen (Ultrakust) und ein Kellogschalter vorgesehen. Der Kellogschalter weist drei Schaltstellungen auf, nämlich „Einpfeifen" (oben), „Empfang" (Mitte) und „Senden" (unten). In der oberen Stellung wird durch Kontakt a die Oszillator-Anodenspannung eingeschaltet. Die Endstufe ist gesperrt, weil der Katodenwiderstand nicht überbrückt ist. Dadurch wird ein strahlungsfreies Abstimmen (Einpfeifen) gewährleistet. Der Kontakt d schaltet gegebenenfalls die Anodenspannung des Empfängers ein. Vielfach kann auf diesen Kontakt verzichtet werden, weil der eigene Empfänger — sofern er mit Schwundausgleich versehen ist — ohnehin vom eigenen Sender „zu-

Bild 2

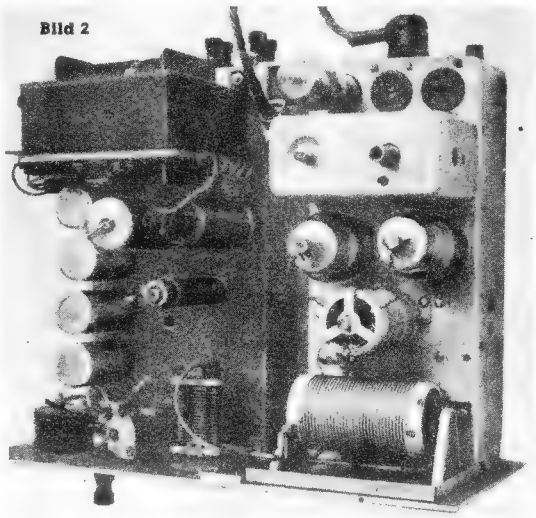
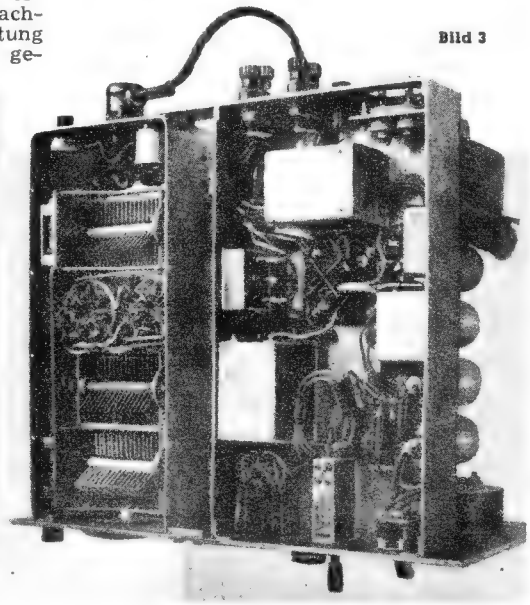


Bild 3



Rechts: Bild 2. Ansicht des Senders von oben

Ganz rechts: Bild 3. Die Chassisuntenansicht zeigt links den Hf-Teil des Senders mit den Abstimmkondensatoren, während der rechte Teil die Verdrahtung des Netzteiles erkennen läßt

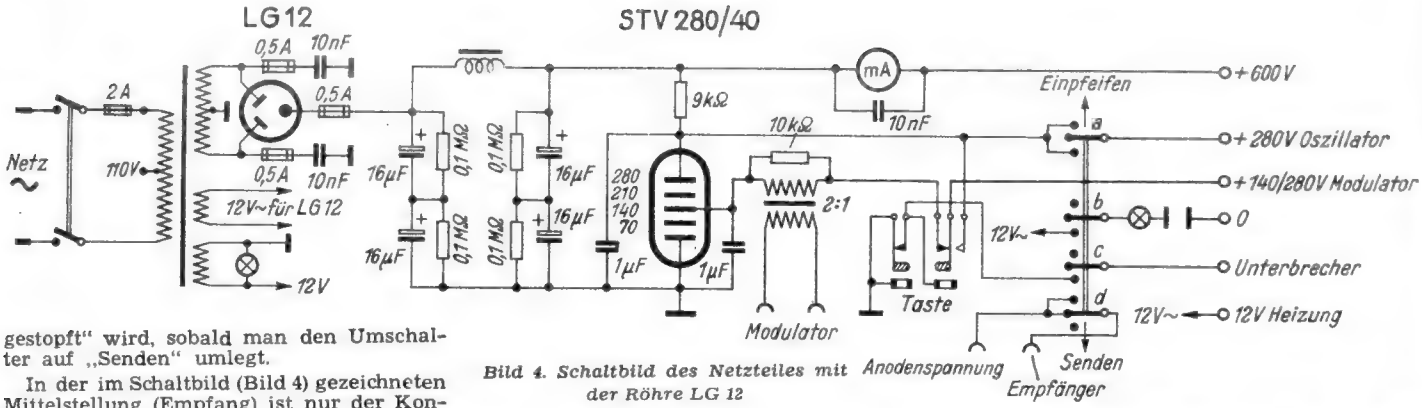


Bild 4. Schaltbild des Netzteiles mit der Röhre LG 12

gestopft" wird, sobald man den Umschalter auf „Senden" umlegt.

In der im Schaltbild (Bild 4) gezeichneten Mittelstellung (Empfang) ist nur der Kontakt d geschlossen. In Sendestellung wird durch a die Anodenspannung des Oszillators eingeschaltet, b läßt eine rote Warnlampe aufleuchten, c setzt durch Überbrücken des Katodenwiderstands die Endstufe in Tätigkeit und d unterbricht die Anodenspannung des Empfängers.

Als recht zweckmäßig hat sich die Anschlußart der Taste erwiesen. Bei Telefonie ist sie nicht angeschlossen. Der links gezeichnete Kontakt der Schaltbuchse überbrückt dabei die beiden Buchsen. Sobald die Taste dagegen eingesteckt wird, schaltet der rechts gezeichnete Umschaltkontakt die Schirmgitterspannung der Endstufe von 140 V auf 280 V (Oberstrich) selbsttätig um. Dadurch wird gleichzeitig der in der 140-V-Leitung liegende Modulationsübertrager abgeschaltet, so daß bei Telegrafie keine Raumgeräusche mit übertragen werden, falls man vergessen hat, den Modulator abzuschalten. Der Modulationsübertrager stammt gleichfalls aus kommerziellem Ausbau und wurde zusammen mit der Netzdrossel dem Modulator BC 456 entnommen. Der Modulationsübertrager war ursprünglich für den Betrieb hinter einer VT 136 als Modulatorröhre bestimmt. Genau so gut eignet sich die Röhre EL 12 spez. Beim Mustergerät wird der ZV 26 aus FUNKSCHAU 1948, Heft 12, als Modulationsverstärker verwendet und der Modulationsübertrager direkt an die beiden Anoden der dort eingebauten Röhren 6 L 6 geschaltet. Da über die Primärwicklung kein Gleichstrom fließt (im Gegensatz zum Betrieb mit einer Röhre), steigt die Selbstinduktion der Übertragerwicklung an, und der ursprünglich nur für Sprache bestimmte Übertrager läßt sich dadurch einwandfrei für Musikübertragung (Modulationsteste) verwenden. Der Verstärker ZV 26 eignet sich mit seinen drei überblendbaren Eingängen vorzüglich für Amateur-Sendezwecke. Beim Verfasser liegt am Eingang 1 das Stationsmikrofon, am zweiten Eingang das Tonbandgerät und am dritten (unempfindlichen) Eingang ein Kabel-Anschlußglied, das gleichfalls eine Reihe interessanter Versuche ermöglicht (Besprechung über Leitung u. dgl.).

Der Aufbau

Für den links vom Sender aufgestellten Netzteil wurde ein Chassis mit den Abmessungen 160 × 300 × 60 mm verwendet. Die Verbindung zwischen Sender und Netzteil wird durch eine mit Vielfachsteckern ausgestattete Schnur hergestellt. Dadurch entstehen zwei etwa gleich große Geräteeinheiten, die sich bequem transportieren lassen. Beim Mustergerät wurden die Frontplatten absichtlich breiter gehalten, damit sich dieses zusammen mit dem Verstärker ZV 26 in einem gemeinsamen Gestell unterbringen läßt. Der Antennenkondensator C_3 fand an der Frontplatte des Netzteils Platz. Ein ursprünglich eingefügtes Antennenrelais, das während des Empfangs die Sendeantenne an den Empfänger legt, wurde später wieder entfernt, da bei Duplexbetrieb ohnehin eine besondere Empfangsantenne notwendig ist.

Auf der Oberseite des Netzteil-Chassis ist genügend freier Raum, um einen vollständigen Modulationsverstärker (z. B. 1...2 × 12 SJ 7 + VT 136) unterzubringen. Der Netztransformator ist gleichfalls so reichlich dimensioniert, daß er die Mehrbelastung mühelos aushält.

„Hintrimmen" auf die Amateurbänder

Um z. B. den BC 457 auf das 80-m-Band zu trimmen, ist es nur erforderlich, die beiden Bandsetzkondensatoren C_1 und C_2 entsprechend weiter einzudrehen. C_1 befindet sich auf dem Chassis in dem rechteckigen Abschirmgehäuse. C_2 ist der mittlere der unten angebrachten Luftkondensatoren. Zum Nachstellen müssen die Blockierungsschrauben entfernt werden. Die Einstellung kann dann mit einem Schraubenzieher erfolgen. In Stellung „Einpfeifen" wird zunächst C_1 so eingestellt, daß der Punkt 3,5 MHz bei der ursprünglichen Skalen-Endstellung 4 MHz erreicht wird. Dann liegt die neue Eichung für 3.8 MHz etwa bei der früheren Stellung von 4,5 MHz. Eine aus Polarkoordinatenpapier gefertigte und auf die Skala aufgeklebte neue Gradeinteilung erleichtert die Abstimmung.

Um die Endstufe richtig einzustellen (Gleichlauf), muß zunächst die Antennenkopplung ganz lose gemacht werden (außerdem Antenne abschalten!). C_2 wird auf geringsten Anodenstrom eingestellt (Resonanz). Wie beim Empfängerabgleich kann der Gleichlauf durch Verändern von L (Eisenkern) am langwelligen Bandende und von C am kurzwelligen Bandende noch verbessert werden. Sinngemäß verfährt man, um den BC 458 für das 40-m-Band herzurichten, während der BC 459 ohne Änderung weiterverwendet werden kann.

Der BC 457 läßt sich dadurch für 80/40 m umschaltbar machen, daß man die Spule L im Oszillator und die Tankkreisspule T entsprechend anzapft. Allerdings ist es nicht ganz einfach, beide Anzapfpunkte so präzis festzulegen, daß der Gleichlauf dann auch im 40-m-Band vollständig erhalten bleibt. Deshalb ziehen es viele Amateure vor, beiden Spulen bei 40 m je eine weitere Spule parallel zu schalten. Zur Bandumschaltung genügt dabei ein einfacher zweipoliger Schalter. Die Windungszahl der Parallelspulen muß durch Versuch ermittelt werden, da sie sich nach den gerade vorhandenen Spulenkörpern richtet. Es ist dabei sehr zweckmäßig, im Oszillatorteil eine Eisenkernspule zu verwenden, um diese genau auf den L-Wert der Parallelspule im Tankkreis abgleichen zu können.

Da der Antennenkreis ein Antennen-Anpaßglied verwendet, eignet sich als Antenne praktisch jedes gerade vorhandene Stück Draht. Beim Verfasser wird mit einer gewöhnlichen 28-m-Rundfunkantenne gearbeitet. Die eingegangenen Empfangsberichte lauten fast nie schlechter als 7. Wenn in der Endstufe beide Röhren verwendet werden, beträgt die Eingangsleistung bei Telefonie etwa 48 Watt und bei Telegrafie 96 Watt. Bei Verwendung nur einer Röhre sinken diese Werte um 50 %, jedoch ist auf der Gegenstelle kaum ein wesentlicher Unterschied spürbar.

Der handliche Sender bewährt sich wegen seiner Einknopfbedienung vorzüglich, zumal ein Nachstimmen der Antenne beim Übergang auf eine andere Station nur eine geringfügige Änderung von C_3 erforderlich macht.

Fritz Kühne (DL 6 F S)

Aus der Welt des KW-Amateurs

Deutschland

Eines der gesuchtesten Diplome der Kurzwellenamateure ist das DXCC, das bei Vorlage von 100 bestätigten Verbindungen mit 100 Ländern der Erde erteilt wird. Auf Grund ihrer Nachkriegstätigkeit wurde es an sechs deutsche Stationen — DL 1 FK, AT, DC, YQ, AH, DA — für Telegrafieverbindungen verliehen, während DL 1 FK das bisher einzige Nachkriegsdiplom für Telefonieverbindungen besitzt.

Deutschland

Der DARC wird auch im Jahre 1951 seine Mitglieder durch einen allwöchentlich gesendeten Rundspruch über wichtige und interessante Vorkommnisse unterrichten. Der Rundspruch wird zur Zeit über die Station DL 7 AW (Berlin) jeden Freitag um 19.30 Uhr MEZ auf 3610 kHz in Telefonie ausgestrahlt und am folgenden Sonntag jeweils durch die Station DL 3 DC (Bad Homburg) um 08.45 Uhr MEZ auf ca. 3750 kHz wiederholt. Beide Stationen sind für Empfangsberichte dankbar und bestätigen alle eingehenden Mitteilungen durch ihre QSL-Karte.

Durch eine Verordnung des Bundespostministeriums ist es jetzt lizenzierten deutschen Sendeamateuren gestattet, auf Antrag ständig ohne besondere Genehmigung von einem zweiten Standort aus ihren Sender zu betreiben. Dem Rufzeichen muß in diesem Fall „P" angehängt werden. Bisher war nur ein fester Standort zugelassen.

Die bisher in Deutschland erscheinenden zwei Amateurzeitschriften „CQ" und „QRV" haben sich vereinigt und erscheinen ab Januar 1951 als Klubzeitschrift des DARC unter dem Titel „Das DL-QTC". Bestellungen nimmt die Geschäftsstelle des DARC, Kiel, Roonstraße 9, entgegen, die auch Unterlagen für neu aufzunehmende Mitglieder abgibt.

Italien

Ein Amateur in Perugia hatte spät nachts eine Verbindung mit einem Freund in den USA. Als plötzlich während der Sendung des Italieners dessen Stimme nicht mehr zu hören war, bat der Amerikaner eine andere Station in Perugia, telefonisch bei seinem Partner anzurufen. Die durch den Anruf geweckte Familie des Italieners fand den Amateur infolge ausströmender Gase eines offenen Kohlenfeuers bewußtlos vor. Er konnte in ein Krankenhaus überführt werden und ist inzwischen wiederhergestellt.

England

Die „British Broadcasting Corporation" (BBC), Deutscher Dienst, ist sehr an Empfangsberichten über ihre deutschen Sendungen auf den 49-, 41-, 31- und 25-m-kW-Rundfunkbändern interessiert. Jeder eingehende Bericht wird bestätigt, und das Porto durch einen internationalen Antwortschein ersetzt. Auch Berichte über die auf dem Mittelwellenband arbeitenden Stationen sind erwünscht. Formblätter für die Berichte und vorgedruckte Briefumschläge für die Einsendung können durch das Pressereferat des DARC, München 38, Döllingerstr. 37, kostenlos bezogen werden (nur schriftliche Anfragen).

USA

Das von der deutschen Amateurzeitschrift „QRV" gestiftete Diplom „Worked All Europe", das zu seinem Erwerb 100 durch Verbindungen mit allen Ländern Europas zu erhaltende Punkte voraussetzt, wurde soeben als 16. Inhaber der amerikanischen Station W 2 WZ übergeben.

DL 1 BB

Tonfolien-Schneidverstärker SV 8/49

Der beschriebene Verstärker ist in erster Linie zum Aufnehmen von Schallfolien und zu deren sofortiger Wiedergabe bestimmt, ohne komplizierte Umschaltungen vornehmen zu müssen. Beim Entwurf wurden folgende Gesichtspunkte zugrunde gelegt:

1. Einfache Bedienung und schnelles Umschalten von einem Arbeitsgang zum anderen und gleichzeitiges Sichtbarmachen des jeweils eingeschalteten Arbeitsganges;
2. Unabhängiges Überprüfen des Betriebszustandes und dauernde Kontrolle der aufzunehmenden Programme;
3. Verständigung mit den Personen in der Aufnahmekabine;
4. Lautloses Anzeigen von Anfang und Schluß der Aufnahme;
5. Sprechleistung 15 Watt bei einem Verzerrungsgrad von max. 2 %;
6. Rückwirkungsfreie Mischung von zwei Mikrofonen zur Aufnahme kleinerer Musikkapellen oder zur Überblendung von Sprache und Musik;
7. Absolute Brummfreiheit des gesamten Verstärkers und stufenloser Ausgleich der Netzspannungsschwankungen.

Schaltungseinzelheiten

Bemerkenswert sind die Hoch- und Tieftonglieder vor der Phasenumkehrröhre 6 N 7, die eine besonders gute Tonfülle bewirken. Der Klangregler gestattet ferner eine kontinuierliche Einstellung des gesamten Klangbildes, je nachdem ob Sprache oder Musik aufgenommen werden.

Besonderer Wert wurde auf die Siebung der Anodengleichspannungen gelegt. Um das Heizbrummen gänzlich zu beseitigen, sind sämtliche Röhren außer den beiden Endröhren mit Gleichstrom geheizt. In Verbindung mit dem Umschalter und dem mA-Meter (5 mA) ist die Stromaufnahme jeder einzelnen Röhrenstufe meßbar, so daß man daraus den jeweiligen Betriebszustand ersehen kann. Bei den beiden Endtrioden dient das mA-Meter zur genauen Arbeitspunkteinstellung. In der letzten Schalterstellung zeigt das Instrument die gesamte Stromaufnahme der Röhren an.

Der Verstärker ist so emfindlich, daß man selbst leise Geräusche aufnehmen kann. Der Rauschpegel bleibt innerhalb normaler Grenzen. Bei gewöhnlicher Ausgangsleistung sowie richtiger Einstellung des Schneidwinkels und des Auflagedrucks der Schneiddose ist das Nadelgeräusch, besser gesagt das Schallplattengeräusch, gleich Null.

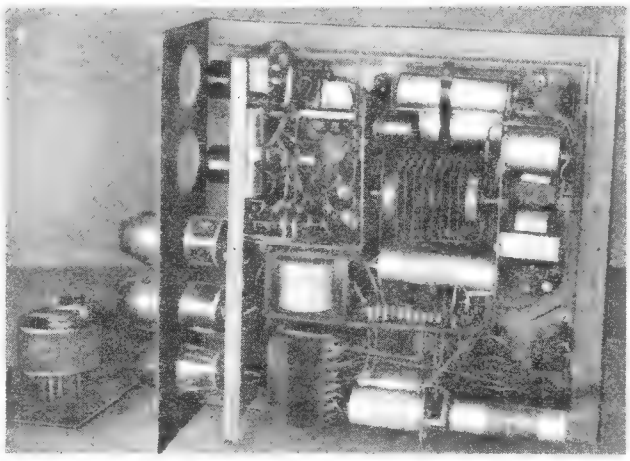
Transportable Ausführung

Damit die Anlage transportabel ist, wurden das Schneidgerät und der Verstärker in Kofferform ausgeführt. Auf der Deckplatte befinden sich sämtliche Bedienungsgriffe. Das linke Drittel nimmt der Belüftungsdeckel mit dem Netzspannungsregler (300 Ω) zum Ausgleich der Netzspannungsschwankungen ein. Unter diesem sind die Röhren angeordnet. Links oben befindet sich die Fassung für den Anschluß des mehradrigen Kabels zum Lichtzeichen und Lautsprecher in der schallarmen Kabine. Daneben sind die Sicherungselemente und Spannungsumschalter eingebaut. Es schließt sich eine kleine Topffassung an, die die Verbindung über ein fünfadriges Kabel mit den Schneid- und Tonarmen im Aufnahmegerät herstellt. Es folgen der Netzschalter und die Glimmlampe.

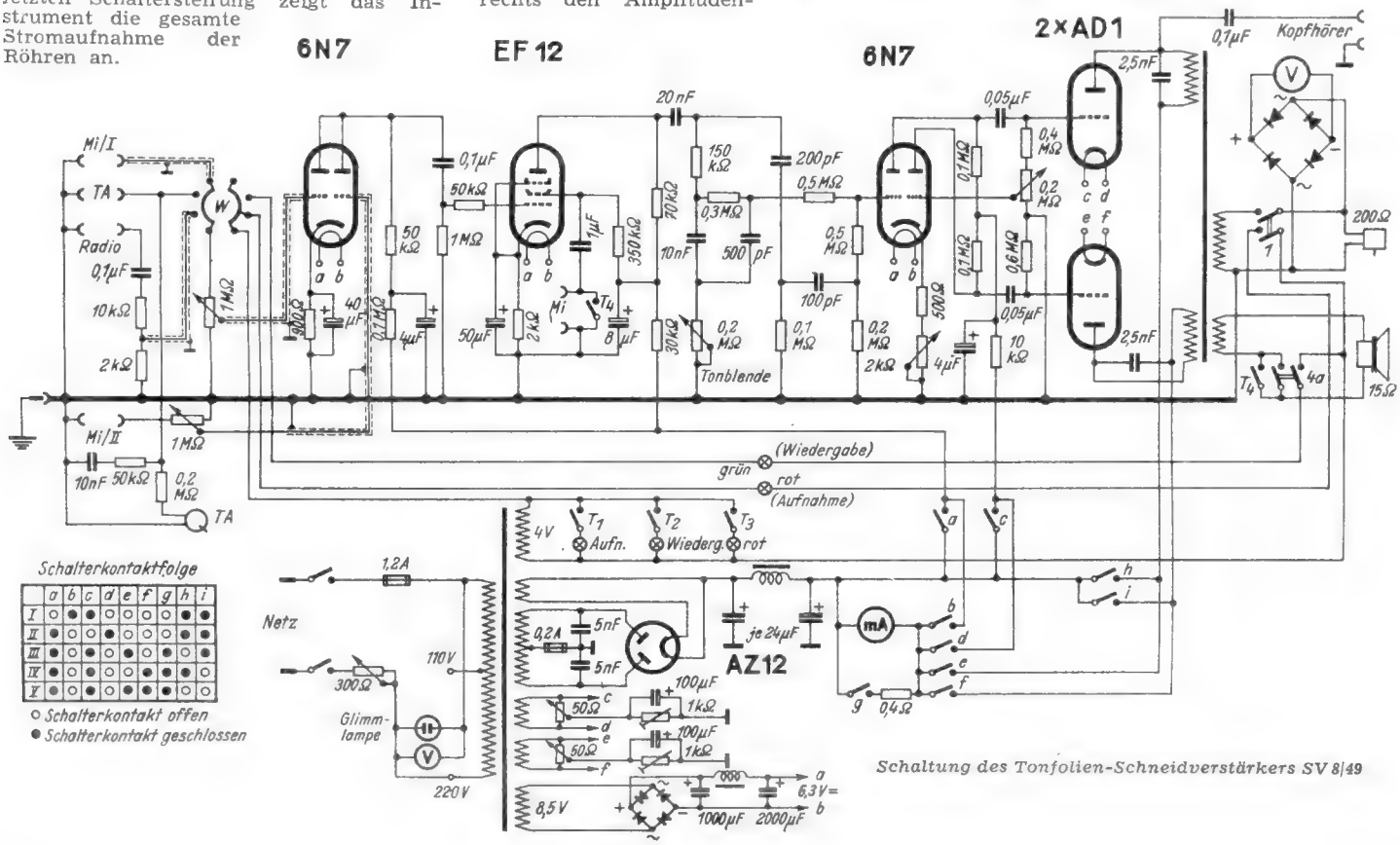
Umschalteinrichtungen

Die drei Instrumente stellen links den Normalspannungsanzeiger, in der Mitte das mA - Meter und rechts den Amplituden-

Der betriebsfertige Tonfolien-Schneidverstärker



Blick in die Verdrahtung (links: 300 Ω-Netzspannungsregler)



Schaltung des Tonfolien-Schneidverstärkers SV 8/49

messer dar. Die linke Buchsenreihe nimmt Mikrofone, Plattenspieler und Rundfunkanschluß auf. Die Drehknöpfe betätigen Stufenschalter, Wahlschalter, Lautstärkeregler und Klangregler.

Der Kippschalter 1 unter dem Amplitudenmesser bewirkt die Umschaltung „Aufnahme"-„Wiedergabe" bei richtiger Stellung des Wahlschalters („Mikrofon", „Schallplattenspieler"), die die beiden Lampen rechts und links vom Kippschalter anzeigen (rote Lampe = Aufnahme, grüne Lampe = Wiedergabe). Die darunter angeordneten Druckknöpfe T_1, T_2 schalten die Lampen im Lichtkasten der Kabine „Achtung - Aufnahme" und „Bitte - Schlußwort" ein. Der rechte Kippschalter 3 ist für die rote Lampe des Lichtkastens bestimmt, die den Beginn der Aufnahme anzeigt. Die unteren Buchsen dienen zum Anschluß des Kopfhörers. Der Schalter (links daneben) schaltet das Regie-Mikrofon ein, das in die vorderen Buchsen (links) eingesetzt wird. Es stellt die Verständigung zwischen Aufnahmeraum und hallarmer Kabine her.

Die zwei Kleinpotentiometer (rechts und links vom mA-Meter) sind Katodenwiderstände und Entbrummer der beiden Endröhren AD 1. Das Kleinpotentiometer (unter dem Normalspannungsanzeiger) ist der regelbare Katodenwiderstand der Phasenumkehrröhre 6 N 7.

Großer Wert wurde auf den mechanischen und elektrischen Aufbau der Schaltelemente gelegt. Alle Röhren, mit Ausnahme der AZ 12, sind weich gelagert, um Klingerscheinungen zu vermeiden. Die brummempfindlichen Stufen werden durch ein 1,5 mm starkes Eisenblech gegen die Transformator-Streufelder abgeschirmt.

Die Minusleitung muß isoliert angebracht sein und darf nur über die Erdbuchse mit dem Chassis Verbindung haben. Die Minusleitungen der einzelnen Röhrenstufen werden, um eine galvanische Rückkopplung zu vermeiden, durch einen Sammelpunkt mit der Hauptminusleitung verbunden. Alle abgeschirmten Leitungen dürfen an keiner anderen Stelle mit dem Chassis Verbindung haben und nicht als Minusleitung verwendet werden.

Werner Großöhme

Ein Katodenverstärker mit verkleinertem Innenwiderstand

Ein Katodenverstärker ist bekanntlich eine Verstärkerstufe, die 100 %ig spannungsgegengekoppelt ist, indem der gesamte Außenwiderstand zwischen Katode und negativem Pol der Anodenspannungsquelle geschaltet und die Anode mit dem positiven Pol dieser Quelle verbunden wird (deshalb auch „Anodenbasisschaltung" genannt). Die Spannungsverstärkung einer solchen Stufe ist kleiner als eins. Es findet nur eine Stromverstärkung statt. Der Innenwiderstand dieses Verstärkers (von den Ausgangsklemmen aus gesehen) hat einen sehr niedrigen Wert, nämlich:

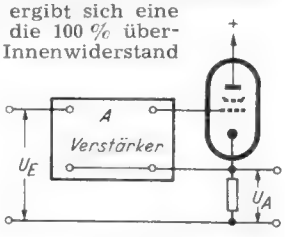
$$R_i = \frac{1}{S\,(D+1)} \approx \frac{1}{S}$$

Bei einer Steilheit von 10 mA/V ist also

$$R_i \approx 1000/10 = 100\ \Omega.$$

Der kleine Innenwiderstand erweist sich in manchen Fällen aus Anpassungsgründen als vorteilhaft und bewirkt, daß selbst große Belastungsänderungen nur kleine Spannungsänderungen hervorrufen. (Z. B. Aussteuerung der folgenden Röhre ins Gitterstromgebiet).

Nach einem Vorschlag von W. Buschbeck (Telefunken) aus dem Jahre 1944 kann der Innenwiderstand noch weiter herabgesetzt werden. Wie das **Bild** zeigt, wird die Differenz zwischen der Eingangswechselspannung U_E und der Ausgangswechselspannung U_A des Katodenverstärkers zunächst in einem zusätzlichen Verstärker A verstärkt und dann erst zwischen Gitter und Katode der Katodenverstärkerröhre gelegt. Dadurch ergibt sich eine Gegenkopplung, die 100 % überschreitet. Der Innenwiderstand



Prinzipschaltbild des Katodenverstärkers mit verkleinertem Innenwiderstand

dieses Katodenverstärkers ist, wenn wir die Verstärkung des zusätzlichen Verstärkers mit V bezeichnen, gleich:

$$R_i = \frac{1}{S\,(D+V)} \approx \frac{1}{SV}$$

Der Innenwiderstand R_i wird also auf diese Weise um den Verstärkungsfaktor V herabgesetzt. Die Verstärkung des gesamten dargestellten Verstärkers ist nach wie vor kleiner als eins; sie weicht jedoch weniger von eins ab als ohne den zusätzlichen Verstärker A.

Der zusätzliche Verstärker A darf die Phase der Wechselspannung nicht umkehren, damit eine Gegenkopplung und keine Rückkopplung auftritt. Deshalb verwendet er z. B. zwei widerstandsgekoppelte Röhren. Er kann aber auch anschließend wiederum eine Katodenverstärkerstufe enthalten, wenn der eigentliche Katodenverstärker in das Gitterstromgebiet ausgesteuert werden soll.

Dipl.-Ing. H. Pitsch

Schallplatten-Notizen

Zu den Neuaufnahmen, denen man uneingeschränktes Lob aussprechen kann, gehört im Repertoire der Imperial-Platten das Schlager-Potpourri „Das hört man gern" (17541). Egon Kaiser mit seinem bekannten Tanzorchester bietet hier ein meisterhaft gestaltetes Arrangement beliebter und erfolgreicher Melodien. Auch Heinz Munsonius, Harmonika, gefällt mit seinen Instrumental-Solisten und versteht es, dem Titel der Neuaufnahme „Parole: Stimmung" (Imperial 17539) gerecht zu werden. Erika Brüning und die Schöneberger Sängerknaben erfreuen mit dem rührend vorgetragenen Lied „Auf Wiederseh'n" (Imperial 19297). Auf der Rückseite singt die Künstlerin den vom Sextett Kurt Drabek begleiteten Foxtrott „Mal mit Willi auf dem Mond sein ...". Die Imperial-Platte 17543 stellt uns die Swing-Band Wolf Gabbe vor, die die Tonfilmmelodie „Ein Cowboy muß nicht schießen" und den Erfolgsschlager „C'est si bon" sympathisch vorträgt. Das gleiche Orchester ist auf einer anderen Imperial-Platte (17558) in den modern arrangierten Foxtrotts „Geh'n Sie weg!" und „Laß das Winken mit den Augen sein" zu hören. Dank sorgfältiger Mikrofongruppierung konnte eine akustisch reizvolle Aufnahme entstehen. Bezaubernde Klangeffekte macht uns die Hawaiian-Platte 19290 zugänglich. Sie gehört wohl zu den besten Aufnahmen dieser Art, die die „Kilima Hawaiians" bisher geboten haben, und sollte mit den abwechslungsreichen Stücken „Rose of Waikiki" und „Ry ma an Ossewa" stets für Vorführzwecke bereit liegen. Während Kurt Drabek und sein Sextett die melodischen Tangos „Wann wird dein Herz mir gehören?" und „Das Haus in der Heide" stimmungsvoll zur Geltung bringen (Imperial 17559), liefert Egon Kaiser (Gesang: Die 3 Trabanten) in den Walzern „Blau wie ein Veilchen" und „Ich bin für die Treue nicht geboren" echtes Kölner Lokalkolorit (Imperial 17560).

Die FUNKTECHNISCHEN ARBEITSBLÄTTER

die der Ingenieur-Ausgabe der FUNKSCHAU laufend als Monats-Beilage beigefügt werden, sind eine von Dipl.-Ing. **Rudolf Schiffel** und Ingenieur **Artur Köhler** bearbeitete **Formel- und Tabellensammlung für den Ingenieur und Funktechniker.** Sie enthalten in übersichtlicher Form alle jene Tabellen, Nomogramme, Diagramme, Formelzusammenstellungen usw., die auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik fortwährend gebraucht werden. Die Stoffaufteilung auf einzelne, in sich abgeschlossene Blätter und Blatt-Gruppen macht es möglich, daß die Sammlung stets auf dem neuesten Stand gehalten werden und der Benutzer sich die Blätter so einordnen kann, wie es ihm am zweckmäßigsten erscheint. Ein ausführliches **Sach- und Stichwortverzeichnis,** das zu einem jeden Jahresende herausgegeben wird, soll dem raschen Auffinden des interessierenden Stoffes dienen.
Mit dem vorliegenden Heft umfassen die Funktechnischen Arbeitsblätter insgesamt **92 Blätter = 184 Seiten** mit rund 500 Bildern, Nomogrammen und Diagrammen und 170 Tabellen. Sie stellen schon heute die umfassendste u. inhaltreichste ingenieurmäßige Materialsammlung für den Funktechniker dar. Die groß angelegte Planung und Gliederung und ihr laufend fortgesetzter Ausbau geben die Gewähr dafür, daß dieses Werk seinen führenden Charakter behält und dem Ingenieur und Techniker jeweils diejenigen Tabellen, Diagramme und Formelzusammenstellungen bietet, die er für seine Arbeit am nötigsten gebraucht. Schon heute befassen sich viele Blätter mit Themen aus der UKW- und Dezimeter-Technik, weitere werden auf Fernseh-Themen eingehen.

Die bisher erschienenen **Lieferungen 1 bis 4** können, solange die Auflage reicht, nachbezogen werden, und auch die der FUNKSCHAU laufend beigefügten Blätter können jederzeit nachgeliefert werden. Die Lieferungen 1 bis 4 liegen fertig vor; sie haben je 20 Blatt = 40 Seiten Umfang und kosten für Abonnenten der Ingenieur-Ausgabe statt je 6 DM **nur je 3 DM.** Die Beilagen zur FUNKSCHAU, die in der Zeit vom Januar bis Mai 1951 erscheinen, werden als **Lieferung 5** der Funktechnischen Arbeitsblätter herausgegeben; sie wird ebenfalls 20 Blatt = 40 Seiten umfassen und gleichfalls für Abonnenten statt 6 DM nur **3 DM** kosten. Unsern alten Abonnenten räumen wir dabei Ratenzahlungen von monatlich je 2 DM ein.

Für die Aufbewahrung der Funktechnischen Arbeitsblätter haben wir eine stabile **Sammelmappe** anfertigen lassen, in der die Blätter gemäß der aufgedruckten Gliederung abgelegt werden können und in der sie jederzeit griffbereit zur Hand sind. Es ist eine kräftige Halbleinen-Mappe mit Goldprägung und kräftiger Ordner-Ringbuchmechanik. **Preis der Mappe 6 DM.**
Nachbestellungen für bereits erschienene Lieferungen der Funktechnischen Arbeitsblätter und Bestellungen für die Sammelmappe können an jede Fachbuchhandlung oder unmittelbar an den Verlag gerichtet werden. Bei Ratenzahlungen kommen die **Portokosten** zur Anrechnung (je Lieferung 20 Pfennig, für die Sammelmappe 60 Pfennig), während wir bei Voreinsendung des Betrages portofrei liefern.

FRANZIS-VERLAG · München 2 · Luisenstraße 17 · Postscheckkonto München 5758

Funktechnische Arbeitsblätter

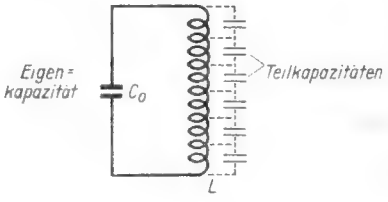
DK 621.396.
662.212

Kp 21
2 Blätter

Eigenkapazität von Spulen

Hochfrequenzspulen besitzen neben ihrer Selbstinduktion noch eine verteilte Kapazität; legt man Wechselspannung an die Spule, so treten Verschiebungsströme zwischen benachbarten Spulenwindungen in dem umgebenden Isoliermaterial auf. Die diesen dielektrischen Stromwegen entsprechenden Teilkapazitäten werden zusammengefaßt zu einer in ihrer Wirkung gleichen, zur gesamten Spule parallelgeschalteten Kapazität, die mit **Eigenkapazität** der Spule bezeichnet wird (Bild 1).

Bild 1.
Eigenkapazität einer Spule als Äquivalent der Teilkapazitäten



Diese Eigenkapazität bewirkt, daß die Spule bei einer bestimmten Frequenz als Parallelresonanzkreis wirkt **(Eigenfrequenz der Spule).** Der Scheinwiderstand steigt in der Nähe dieser Resonanzfrequenz und, solange die Frequenz niedriger ist, stärker an als nach $R_L = j\omega L$ zu erwarten. Oberhalb der Eigenresonanz wirkt die Spule praktisch nur noch als Kapazität mit der Größe C_0. Es ist also unmöglich, einen Schwingungskreis auf eine höhere Frequenz als die Eigenfrequenz der Spule abzustimmen.

Die Eigenkapazität hängt von folgenden Faktoren ab:

a) Vom geometrischen Aufbau der Spule. C_0 ist um so größer, je größer die Teilspannung an benachbarten Windungen im Verhältnis zur angelegten Gesamtspannung ist. **Bei einlagigen Spulen** besteht zwischen den einzelnen Windungen nur eine kleine Spannungsdifferenz. Daher laufen hier die Verschiebungsströme im wesentlichen zwischen den Spulenenden, C_0 ist klein.
Bei mehrlagigen Spulen (normale Lagenwicklung) verlaufen die Verschiebungsströme hauptsächlich zwischen den einzelnen Lagen. (C_0 ist groß.) C_0 ist stark von der Wicklungsart abhängig.

b) Vom ε des Isoliermaterials, das den Draht umgibt.

c) Von der Stromverteilung in der Spule.

Normalerweise muß man einen größeren Wert ansetzen, wenn die Spule mit einem großen Parallelkondensator versehen ist als dann, wenn diese bei ihrer Eigenfrequenz betrieben wird.

Einlagige Spulen

Die Errechnung der Eigenkapazität von Spulen ist sehr schwierig. Das mag folgende Betrachtung zeigen: Wenn die Teilkapazität ΔC_0 zwischen zwei Windungen an einer bestimmten Stelle bekannt ist, so sind, entlang der Windung gesehen, alle diese Elemente ΔC_0 parallel geschaltet. Entlang einer axialen Linie gesehen sind diese Kapazitätselemente ΔC_0 jedoch in Reihe geschaltet. Für eine einlagige Zylinderwicklung läßt sich die Eigenkapazität relativ genau nach der Formel von Palermo berechnen, die auf der Rückseite des Blattes im **Nomogramm** verwertet ist.

C_0 ist praktisch unabhängig von der Windungszahl, vorausgesetzt, daß die Windungszahl nicht zu klein ist. Mit größer werdender Spulenlänge nimmt die Eigenkapazität etwas ab.

Mehrlagige Spulen

weisen höhere Eigenkapazität als einlagige Spulen bei gleicher Induktivität auf. Um C_0 klein zu halten, muß dafür gesorgt werden, daß die Spannung zwischen benachbarten Windungen möglichst klein ist im Vergleich zur Gesamtspannung an den Spulenenden. Bild 2 zeigt die gewöhnliche Lagenwicklung mit hoher Eigenkapazität, Bild 3 eine Lagenwicklung mit verringerter Eigenkapazität.
Entgegen weitverbreiteter Ansicht bringt übrigens die Wicklungsart nach Bild 3 keinen Vorteil bezüglich der Ausnützung des Wickelraumes, da nämlich bei jeder Windung sich die Drähte einmal kreuzen.
Weitere Mittel zur Verkleinerung der Eigenkapazität bestehen darin, die Spule mit großem Lagenabstand zu wickeln oder eine Flachspule mit sehr vielen Lagen übereinander, bei möglichst wenig Windungen je Lage, herzustellen. Die **Kreuzwickelspule** ist äquivalent einer solchen Flachspule mit vielen Lagen und wenig Windungen je Lage und hat daher eine **sehr geringe Eigenkapazität.**
Die Berechnung der Eigenkapazität solcher mehrlagiger Spulen ist praktisch nicht möglich. Die **C_0-Werte der gebräuchlichsten Spulen liegen im Bereich von etwa 1...10 pF.**

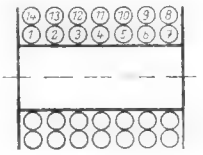


Bild 2.
Gewöhnliche Lagenwicklung

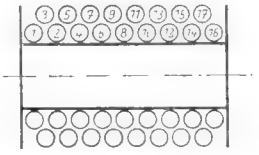


Bild 3.
Lagenwicklung kleiner Eigenkapazität

C_0 einer kontinuierlich aufgebauten Spule (auch Eisenkernspule mit gleicher Windungszahl je Kammer) richtet sich im allgemeinen nach den geometrischen Abmessungen. Spulen auf dem **Haspelkern von Siemens** haben ein C_0 **von etwa 4 pF,** das nur wenig vom Auswickelgrad und der Wicklungsart abhängt. Andere Spulenformen zeigen ähnliche Werte (Vogt-Topfkernspulen, Rollenkern usw.).
Bei **Spulen mit normaler Lagenwicklung und großer Lagenzahl** spielt praktisch nur die Kapazität der Lagen untereinander eine Rolle; die Kapazität der Windungen gegeneinander kann man vernachlässigen. C_0 läßt sich dann annähernd nach folgender Formel berechnen:

$$\underset{(pF)}{C_0} = \frac{0{,}118 \cdot U \cdot l \cdot \varepsilon}{d \cdot n}$$

Darin ist: U = mittlerer Umfang einer Windung in cm
l = axiale Länge der Spule in cm
d = lichter Abstand zwischen dem Kupfer zweier Lagen in cm
n = Lagenzahl
ε = mittlere Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials zwischen den Lagen.

Beispiel: Es ist die Eigenkapazität eines Tonfrequenzübertragers zu ermitteln,

U = 10 cm, l = 3 cm, ε = 4, d = 0,05 cm, n = 100.

Es ist:

$$C_0 = \frac{0{,}118 \cdot 10 \cdot 3 \cdot 4}{0{,}05 \cdot 100} \sim 5 \text{ pF}.$$

Es ist jedoch zu beachten, daß dies nur die Eigenkapazität der Spule selbst ist. In der Praxis kommt die Kapazität der Wicklungen untereinander und diejenige der Wicklung gegen Kern (Erde) hinzu. Diese Kapazitäten können u. U. weit größer werden als die Eigenkapazität der Spule. Das gleiche gilt auch für Hf-Spulen.

Praktische Auswirkungen der Spulenkapazität

a) Die Spulenkapazität schaltet sich zusammen mit Schaltungs- und Röhrenkapazität zum Anfangs-C des Drehkondensators parallel und engt damit das Variationsverhältnis des Drehkondensators, d. h. den Durchstimmbereich des Kreises ein.

b) Die Spulenkapazität ist keine unbedingt konstante Größe. Bei nach ein- und derselben Wickelvorschrift gefertigten Spulen können die C_0-Werte der Einzelexemplare streuen. Damit ändert sich die Frequenz bzw. der Abstimmbereich. Wenn man die Kapazitätsschwankung ΔC ungefähr kennt und die Verstimmung Δf festlegt, die der Kreis dadurch noch erfahren darf, so kann man die erforderliche Festkapazität C_p wie folgt berechnen:

$$C_p = \frac{\Delta C}{2} \cdot \frac{f}{\Delta f}$$

Beispiel: Die zu erwartende Schwankung der Spulenkapazität beträgt $\pm$ 0,5 pF. Der Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz 1600 kHz soll sich hierdurch um nicht mehr als $\mp$ 10 kHz verstimmen. Wie groß muß die Festkapazität sein?

$$C_p = \frac{0{,}5}{2} \cdot \frac{1600}{10} = 0{,}25 \cdot 160 = 40\,\text{pF}.$$

c) Die Spulenkapazität C_0 hat einen relativ großen Verlustfaktor und daher wird die Spulengüte um so kleiner, je näher man mit der Betriebsfrequenz an die Eigenresonanz der Spule herankommt (je weniger Festkapazität der Spule parallel liegt). Das ist erklärlich, wenn man bedenkt, daß das Dielektrikum der Kapazität C_0 aus der Isolation des Drahtes (Lack, Seide) und evtl. Lagen-Zwischenisolation besteht. **Der Verlustwinkel der Eigenkapazität von Spulen liegt bei tg δ = 5 ... 20%.** Der hierzu äquivalente Serienwiderstand R_s zur Spule beträgt:

$$\underset{(\Omega)}{R_s} = \underset{}{\text{tg}\,\delta} \cdot \underset{(\text{Hz})}{\omega^3} \; \underset{(\text{H})}{L_0^2} \; \underset{(\text{F})}{C_0}$$

$\omega = 2\pi f$

L_0 = wahre Induktivität der Spule

C_0 = Eigenkapazität der Spule.

Beispiel: $\text{tg}\,\delta = 10\% = 0{,}1, \quad f = 2\,\text{MHz} = 2 \cdot 10^6\,\text{Hz}$

$L = 50\,\mu\text{H} = 50 \cdot 10^{-6}\,\text{H}, \quad C_0 = 2\,\text{pF} = 2 \cdot 10^{-12}\,\text{F}$

$R_s = 0{,}1 \cdot 1980 \cdot 10^{18} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^{-12}$

$R_s \sim 1\,\Omega$

Bild 4 zeigt den Verlauf von tg δ mit der Frequenz für einige Bauformen.

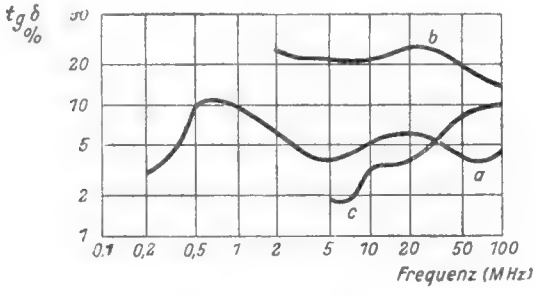


Bild 4. Verlustwinkel der Eigenkapazität einiger Hf-Spulen in Abhängigkeit von der Frequenz

a) Siemens-Haspelkern, vollgewickelt mit 0,1 mm CuL-Draht

b) Siemens-Haspelkern, L etwa 7 mH; Hf-Litze 5 × 0,05 mm

c) Flachspule auf Pertinaxkörper 300 Wdg 0,15 CuL-Draht; Spulenkörper ⌀ 2,5 cm

d) Wird die Induktivität einer Spule bei einer Frequenz gemessen, die nicht **sehr** weit von der Eigenresonanz der Spule entfernt ist, so ist die Messung mit einem Fehler behaftet. Der gemessene Wert ist nicht die wahre Induktivität L_0, sondern die scheinbare **Induktivität L.**

Errechnung der wahren Induktivität aus der gemessenen

$$L_0 = L \cdot \left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]$$

f = Meß- oder Betriebsfrequenz

f_0 = Eigenfrequenz der Spule.

Der **scheinbare Widerstand R** der Spule ist ebenfalls nicht gleich dem wahren Widerstand R_0.

Umrechnung:

$$R_0 = R \left[\left\{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right\}^2\right]$$

Das Ergebnis daraus ist, daß die scheinbare Güte Q sich von der wahren Güte unterscheidet:

$$Q_0 = \frac{Q}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}$$

Diese drei Formeln sind gültig für jede tiefere Frequenz als $\frac{8}{10}$ der Eigenfrequenz der Spule.

Beispiel: Eine Spule mit der wahren Induktivität 2 mH habe eine Eigenkapazität von etwa 10 pF, ihre Eigenfrequenz liegt bei 1,15 MHz. Sie wird auf einem L-Meßgerät nach dem Resonanzverfahren mit einer Frequenz von 200 kHz gemessen.

Der angezeigte Wert ist

$$L = \frac{L_0}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} = \frac{2}{1 - \left(\frac{0{,}2}{1{,}15}\right)^2} = \frac{2}{0{,}97} = 2{,}06\,\text{mH}.$$

Die Induktivität wird also schon bei 200 kHz $\left(\frac{f_0}{f} \sim 5!\right)$ um 3% zu hoch angezeigt. Beim Aufbau von L-Meßgeräten ist das zu beachten! Bei der Messung mit 500 kHz wird die Induktivität L mit etwa 2,5 mH, also um 25% zu hoch gemessen.

Die Hochfrequenzdrossel

Oberhalb der Eigenresonanzfrequenz wirkt eine Spule praktisch wie ein Kondensator, dessen Kapazität gleich der Eigenkapazität dieser Spule ist. Die Kapazität bleibt oberhalb f_0 über einen großen Frequenzbereich praktisch konstant, wenn die Spule gleichmäßig aufgebaut ist. Die Besonderheit dieser Kapazität besteht darin, daß sie **gleichstromdurchlässig** ist. Bild 5 zeigt ein Beispiel für die Abhängigkeit der Kapazität von der Frequenz, wieder für eine Spule auf einem Siemens-Haspelkern.

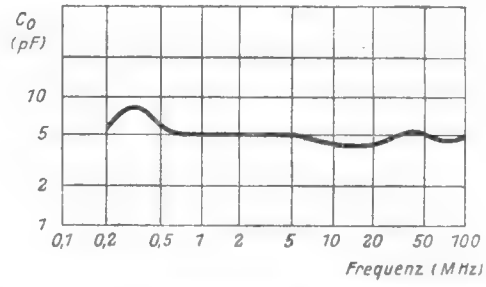


Bild 5. Abhängigkeit der Eigenkapazität von der Frequenz im Überresonanzgebiet einer Hf-Drossel. Siemens-Haspelkern, voll bewickelt mit 0,1 mm CuL-Draht

In Hf-Siebschaltungen wird man also eine besonders niedrige Eigenkapazität anstreben, während bei manchen anderen Anwendungen die Spulenkapazität von untergeordneter Bedeutung ist, da sie mit den übrigen Parallelkapazitäten herausgestimmt wird.

Nachdruck verboten!

Die Hochfrequenzdrossel (Fortsetzung)

Bild 6 zeigt das entsprechende Ersatzschaltbild für eine Hf-Siebschaltung. Es wird häufig empfohlen, für Hf-Drosselspulen eine abgestufte Wicklung zu verwenden (Teildrosseln mit ständig sich steigernder Windungszahl gemeinsam auf einem Körper). Man will damit erreichen, daß die Sperreigenschaft der Drossel über einen größeren Frequenzbereich konstant bleibt. Dieses Verfahren ist jedoch nicht günstig, da in den einzelnen Teilabschnitten mehrere **Serienresonanzen** auftreten können, die das Gegenteil einer Sperrwirkung für die Umgebung dieser Serienresonanzfrequenzen bedeuten.
Bild 7 zeigt schematisch eine solche diskontinuierlich gewickelte Drossel und den Verlauf der Eigenkapazität mit der Frequenz. Man erkennt deutlich den weit ungleichmäßigeren Verlauf von C_0 im Vergleich zu Bild 5. **Eine Einzelspule** mit kontinuierlichem Aufbau und möglichst kleiner Eigenkapazität ist also die ideale Hf-Drossel!

Die Eigenkapazität kann bei Drosseln durch folgende Maßnahme sehr klein gehalten werden:

Man wickelt dieselbe auf einen der Länge nach aufgeschlitzten (Wirbelströme!) Metallzylinder, den man erdet. Die hohe Kapazität der Spule gegen Erde spielt keine Rolle,

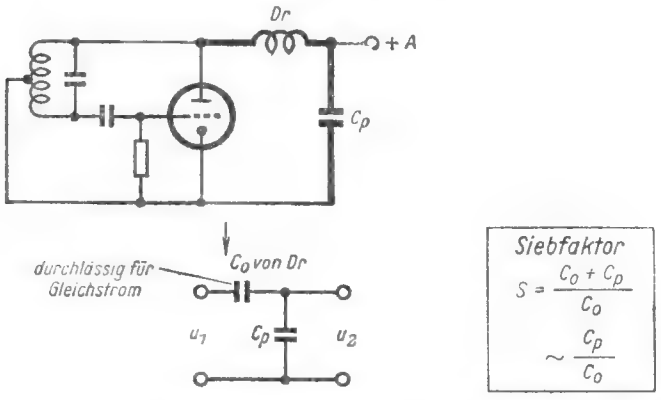
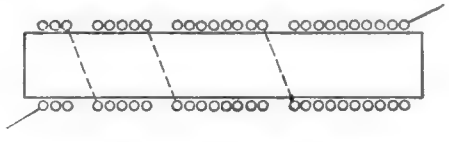


Bild 6. Ersatzbild einer Hf-Siebschaltung

da C_p in Siebschaltungen sowieso vorhanden. Die dielektrischen Verschiebungslinien verlaufen nun nicht mehr zwischen den Windungen, sondern zwischen Windungen und Metallzylinder. C_p wird groß, C_0 dagegen außerordentlich klein (Größenordnung $10^{-2} \ldots 10^{-3}$ pF).



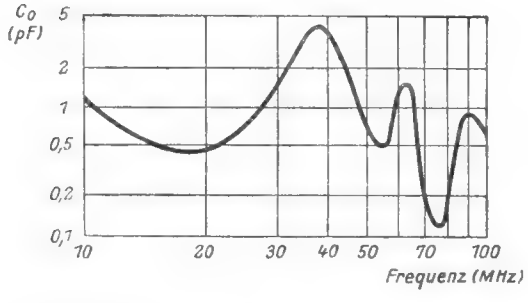


Bild 7. Verlauf der Eigenkapazität bei einer diskontinuierlich aufgebauten Drossel (L etwa 50 µH)

Messung der Eigenkapazität von Spulen

Die Spule wird mit einem variablen Kondensator zu einem Parallelresonanzkreis zusammengeschaltet und dessen Resonanzfrequenz bestimmt. Die Kurve $\lambda^2 = f(C) = 4\pi^2 \cdot CL$ müßte eine Gerade sein, die durch den Nullpunkt des Koordinatensystems geht, wenn die Spule keine Eigenkapazität besitzt. Ist die Eigenkapazität nicht Null, so wird $\lambda^2 = 4\pi^2 (C_0 + C) L = 4\pi^2 C_0 L + 4\pi^2 CL$, d. h. man erhält eine Gerade, die die Abszissenachse (C-Achse) im Punkte A schneidet. Da für $\lambda = 0$ auch $C_0 + C = 0$ ist, so wird

$$C_0 = -C = \overline{OA}$$

Die Eigenkapazität kann also unmittelbar auf der Abszissenachse abgelesen werden (Bild 8). Für die praktische Messung genügen zwei Punkte, die Spule muß also nacheinander mit zwei verschiedenen Kondensatoren bekannter Kapazität zusammengeschaltet und jedesmal die Parallelresonanzfrequenz des Kreises bestimmt werden.

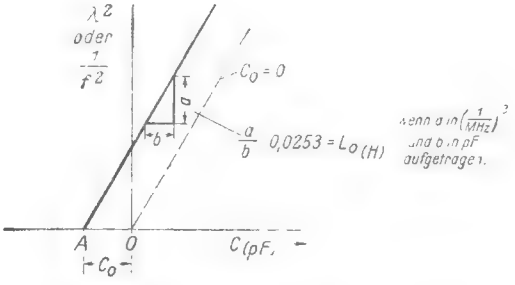


Bild 8. Messung der Eigenkapazität von Spulen

An Stelle von λ^2 kann $\frac{1}{f^2}$ aufgetragen werden. Wenn f in MHz und C in pF gemessen werden, dann kann aus der Steilheit der Geraden die wahre Induktivität der Spule ermittelt werden nach folgender Formel:

$$L_0 = 0{,}0253\ S\ (H)$$

S = Steilheit der Kurve $\frac{1}{f^2}$ gegen C. f in MHz gemessen, C in pF.

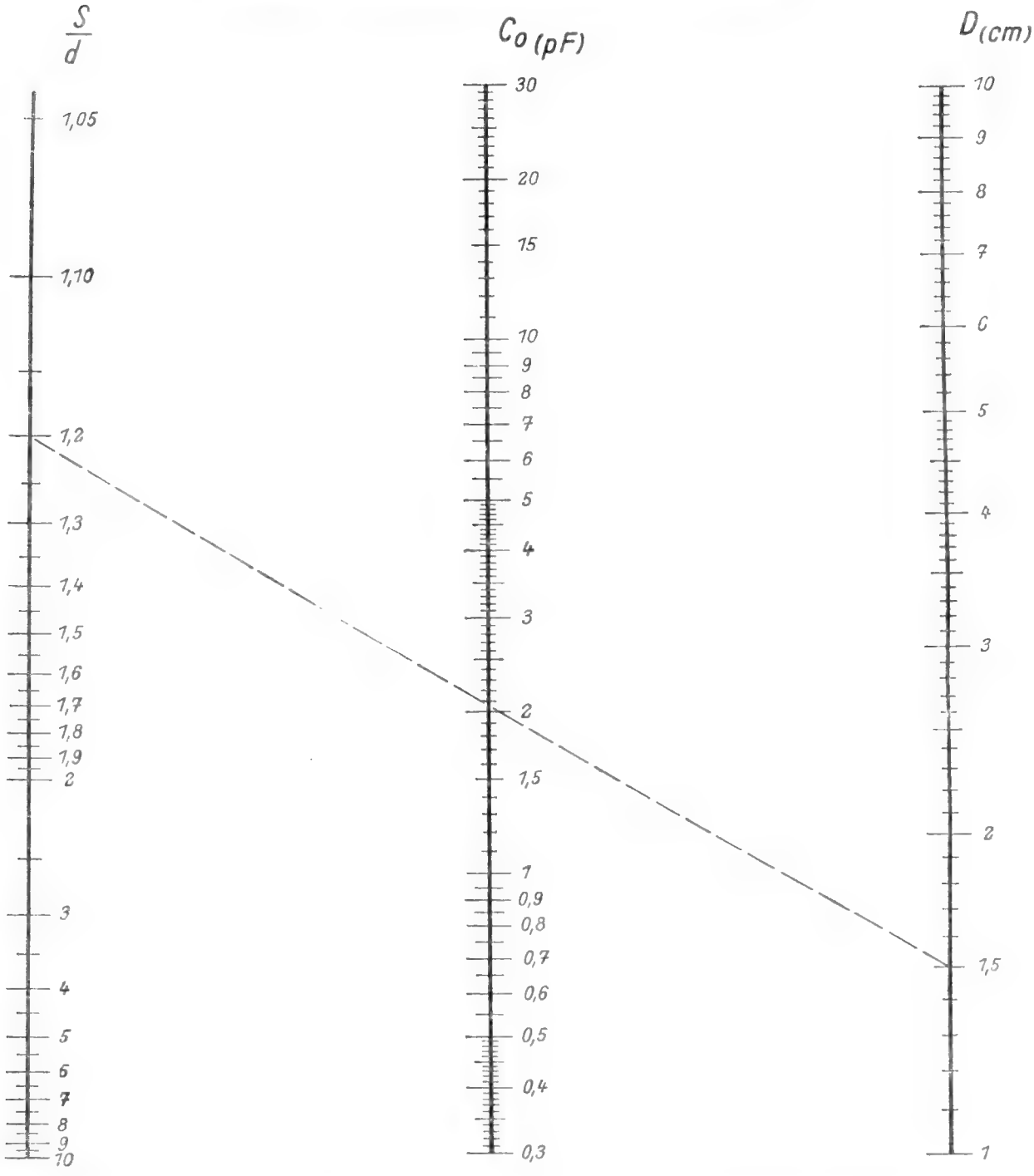
Schrifttum

Electronics, März 1938, S. 31.

F. E. Termann, Radio Engineers Handbook, McGraw-Hill Book Company, New York 1943.

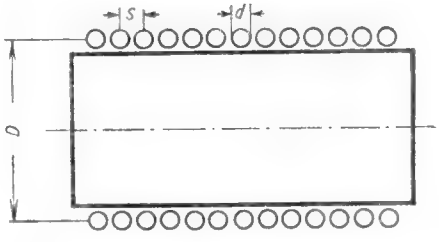
Funktechnischer Vorwärts, 10. Jahrgang, Heft 18.

Nomogramm: Eigenkapazität C_0 einlagiger Zylinderspulen



Anmerkung: C_0 ist direkt proportional dem Spulendurchmesser D. Wenn der Durchmesser 10mal größer wird (kleiner wird), so wird auch die Eigenkapazität C_0 10mal größer (kleiner).

Formel, die dem Nomogramm zugrunde liegt:	Faustformel:
$C_{0[pF]} = \frac{\pi D_{[cm]}}{3{,}6\ \mathfrak{Ar}\,\mathfrak{Cof}\,\frac{s}{d}}$	Eigenkapazität der Spule in pF etwa gleich Spulendurchmesser in cm.



3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5
1,76	1,92	2,06	2,18	2,29	2,39	2,48	2,56	2,63	2,7
8	8,5	9	9,5	10	15	20	30	40	50
2,77	2,83	2,89	2,94	3	3,4	3,69	4,1	4,38	4,62

Einige Werte für $\mathfrak{Ar}\,\mathfrak{Cof}\,\frac{s}{d}$:

s/d	1,05	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,8	2	2,3	2,7
$\mathfrak{Ar}\,\mathfrak{Cof}$ s/d	0,32	0,44	0,62	0,76	0,87	0,96	1,2	1,31	1,48	1,65

Näheres über hyperbolische Funktionen s. Funktechn. Arbeitsblätter Mth 21.

Nachdruck verboten!

Funktechnische Arbeitsblätter

DK 621.396.
615.12

Oszillatoren für Hochfrequenz

Os 21

3 Blätter

A. Schwing- oder Selbsterregungsbedingung

Für die **Anfachung** von Schwingungen muß folgende Bedingung erfüllt sein (vgl. Bild 1):

$$-\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \mathfrak{K} > \frac{1}{\mu} + \frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a} > \frac{1}{S}\left(\frac{R_i + \mathfrak{R}_a}{R_i \cdot \mathfrak{R}_a}\right) > \mathfrak{V};$$

also $\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{V} > 1$. (1)

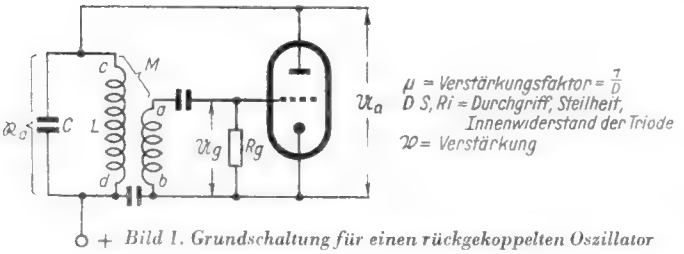


Bild 1. Grundschaltung für einen rückgekoppelten Oszillator

Für die **Aufrechterhaltung** einer Schwingung dagegen lautet diese Gleichung wie folgt:

$$-\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \mathfrak{K} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a} = \frac{1}{S}\left(\frac{R_i + \mathfrak{R}_a}{R_i \cdot \mathfrak{R}_a}\right) = \mathfrak{V};$$

also $\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{V} = 1$. (2)

Diese Gleichungen besagen: Damit sich eine Schwingung aufrechterhalten kann, muß die von der Anode über den Rückkopplungskanal ans Gitter zurückgeführte Spannung nach Betrag und Phase genau so groß sein, wie die diese Anodenspannung erregende Gitterspannung. Um jedoch eine Schwingung von selbst auf ihren Endwert anwachsen zu lassen, muß der zurückgeführte Spannungsbetrag größer sein, als er durch Gleichung (2) gegeben ist. In jeder derartigen Selbsterregungsschaltung muß sich also bei Erreichen der Endamplitude ein Glied in der Schaltung derart ändern, daß Gleichung (1) in Gleichung (2) übergeht, z. B. dadurch, daß der Wert von S kleiner wird. Diese Verkleinerung von S, d. h. die Amplitudenbegrenzung, entsteht dadurch, daß, wie Bild 2 zeigt, mit steigender Amplitude die mittlere Steilheit abnimmt (s. auch Abschn. G).

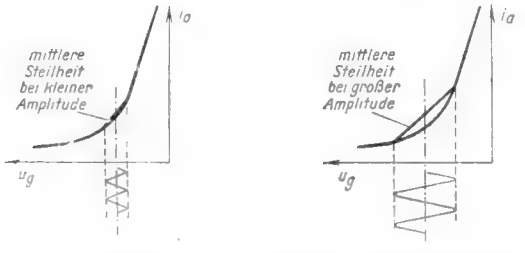


Bild 2. Abnahme der mittleren Steilheit bei zunehmender Amplitude

Aus den Gleichungen (1) und (2) folgt weiter, daß der Rückkopplungsfaktor um so kleiner, die Rückkopplung um so loser sein kann,

je größer der Verstärkungsfaktor,
je größer die Steilheit und
je größer der Außenwiderstand (Resonanzwiderstand) ist.

B. Auswahl der Röhren

Im Hochfrequenzgebiet ist der Resonanzwiderstand hoch, dementsprechend ist die Größe $\frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a}$ klein. Will man also, um die Rückwirkungen klein zu halten, lose koppeln, so muß nach der Formel

$$\mathfrak{K} > \frac{1}{\mu} + \frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a}$$

eine Röhre mit hohem μ (20 ... 50) gewählt werden.
Im Höchstfrequenzgebiet und den dort vorhandenen niedrigen Resonanzwiderständen ist zur Erreichung möglichst loser Kopplung eine Oszillatorröhre hoher Steilheit vorzuziehen, damit die Größe $\frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a}$ möglichst klein wird.

C. Höhe der Oszillatorfrequenz

Die sich einstellende Oszillatorfrequenz ist stets etwas größer, als die Resonanzfrequenz des Schwingungskreises (~ 1 %), und zwar gilt:

$$f = fr\left(1 + \frac{d^2}{2} \cdot \frac{1}{\frac{M}{L} \cdot \mu - 1}\right). \quad (3)$$

f = Oszillatorfrequenz

fr = Resonanzfrequenz des Schwingungskreises $= \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L}}$

d = Dämpfung

M, L siehe Bild 1.

D. Die Grundschaltung

Für alle Selbsterregungsschaltungen mit Parallelresonanzkreisen gilt folgende Grund- oder Ersatzschaltung (Bild 3):

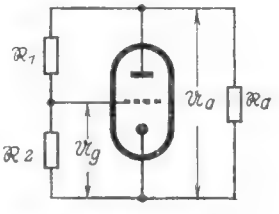


Bild 3. Ersatzschaltung für einen selbsterregten Oszillator

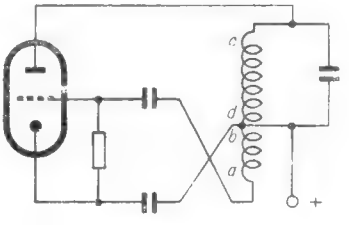


Bild 4. Umformung von Bild 1

Die an $\mathfrak{R}_a$ stehende Spannung $\mathfrak{U}_a$ wird durch den Spannungsteiler $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ so geteilt und in der Phase gedreht, daß die Phasen- und Amplitudenbedingung erfüllt ist.

E. Gebräuchliche Oszillatorschaltungen

1. Schaltung mit transformatorischer Rückkopplung
(Meißner-Schaltung, Bild 1)

Die notwendige Phasenverschiebung von 180° zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung wird durch die richtige Polung der Rückkopplungsspule erreicht. Die geforderte Rückkopplungsspannung ist durch die Zahl der Rückkopplungswindungen gegeben.

2. Induktive Spannungsteilerschaltung
(Hartley-Schaltung)

Sie entwickelt sich aus Bild 1 in folgenden Schritten: Die Punkte b und d von Bild 1 liegen Hf-mäßig auf Erdpotential, können also, wie Bild 4 zeigt, zusammengefaßt werden. Außerdem können beide Wicklungen wie bei einem Spartransformator gewickelt sein. Es ändert sich nun nichts an den Rückkopplungsverhältnissen, wenn man den Abstimmkondensator C nicht parallel zur Wicklung c—d, sondern

zur ganzen Wicklung c—a legt. Lediglich die Abstimmfrequenz wird davon beeinflußt (Bild 5). Die Gleichspannung muß aber, wie in Bild 4, an dem Hf-mäßig geerdeten Punkt (b, d) eingespeist werden.

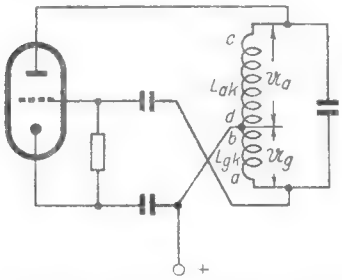


Bild 5. Induktive Spannungsteilerschaltun

Für den normalen Fall: schwach gedämpfter Kreis, kleiner Gitterstrom ist:

$$\mathfrak{K} = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} \sim \frac{L_{gk}}{L_{ak}}. \qquad (4)$$

In der Praxis wählt man wegen der unvermeidlichen Verluste L_{gk} immer etwas größer als es sich aus Formel (2) und (4) ergibt.

3. Kapazitive Spannungsteilerschaltung
(Colpitts-Schaltung, Bild 6)

Sie stellt das Analoge zur induktiven Spannungsteilerschaltung dar. Ein Unterschied besteht in der Einspeisung der Anodenspannung. Sie kann ja nicht wie in Bild 5 an dem kalten (Hf-mäßig geerdeten) Punkt zugeführt werden. Die Gleichstromleitung ist also gegen Hf zu verdrosseln.

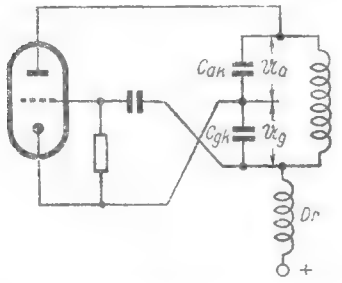


Bild 6. Kapazitive Spannungsteilerschaltung

Für schwach gedämpften Kreis und kleinen Gitterstrom gilt:

$$\mathfrak{K} = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} \sim \frac{C_{ak}}{C_{gk}}.$$

Der Vorteil der kapazitiven Spannungsteilerschaltung besteht in einer geringeren Anfälligkeit gegen parasitäre Schwingungen, in der Möglichkeit mit zwei Anschlußpunkten für die Schwingspule auszukommen (Wellenwechsel mit Steckspulen) und in einfacher Veränderung der Rückkopplung. Bei Leistungsoszillatoren ist es jedoch u. U. erforderlich, die Anodengleichspannung annähernd im „kalten" Punkt anzuschalten, da man dann mit einer kleineren oder schlechteren Drossel auskommt, ohne Verluste und Schwinglöcher befürchten zu müssen. In diesem Fall muß man eben auf den Vorteil des Fortfalls des dritten Anschlußpunktes der Spule verzichten.

4. Huth-Kühn-Schaltung
(TPTG = tuned plate-tuned grid, Bild 7)

Eine Umformung von Bild 7 nach Bild 8 zeigt, daß diese Schaltung der induktiven Spannungsteilerschaltung entspricht, d. h. die beiden Kreise aus C_a-L_a und C_g-L_g müssen für eine höhere Frequenz als die Oszillatorfrequenz dimensioniert sein, damit sie dann im Schwingbetrieb bei der Oszillatorfrequenz als Induktivitäten wirksam sind. Gewöhnlich benutzt man als Kopplungs-C die Gitter-Anode-Kapazität; ist diese zu klein, kann sie natürlich auch durch Parallelschalten einer festen Kapazität auf den erforderlichen Wert gebracht werden.

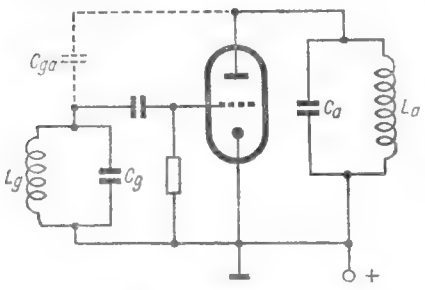


Bild 7. Huth-Kühn-Schaltung

Für den Rückkopplungsfaktor $\mathfrak{K}$ ergibt sich unter der Voraussetzung $\frac{1}{\omega C_{ga}} \gg \mathfrak{R}_g$

$$\mathfrak{K} = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = -\frac{\mathfrak{R}_g}{\mathfrak{R}_g + \frac{1}{j\omega C_{ga}}}.$$

F. Besonderheiten der Oszillatorschaltungen

Die im Einzelfall angewendete Schwingschaltung und ihre Dimensionierung unterscheidet sich von den in Abschnitt E gebrachten Grundschaltbildern im wesentlichen in folgenden vier Gesichtspunkten:

1. Gleichstromversorgung,
2. Durchstimmbarkeit, Frequenzvariation,
3. UKW-Bedingungen; die Röhrenkapazitäten sind groß genug, um allein mit einer kleinen Spule einen UKW-Resonanzkreis zu bilden.
4. Stabilität der Schwingschaltungen.

1. Gleichstromversorgung

Die Gleichstromspeisung muß stets an einem Punkt erfolgen, der hochfrequenzfrei ist (z. B. Bild 5, 7, 8). Andernfalls ist die Zuführungsleitung zu verdrosseln (Bild 6). Das letztere bereitet im Kurzwellengebiet deshalb Schwierigkeiten, weil durch die Eigenkapazität die Drosselwirkung u. U. erheblich vermindert wird. Will man z. B. Anoden- und Gitterspannung ohne Verdrosselung zuführen, kann man nach Bild 9 eine induktive Spannungsteilerschaltung verwenden, bei der die Induktivität im neutralen Punkt durch eine Kapazität aufgetrennt ist. C_T muß hinreichend groß sein, damit an ihm keine Wechselspannungen stehenbleiben.

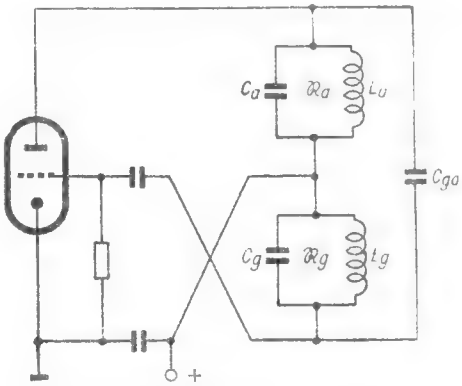
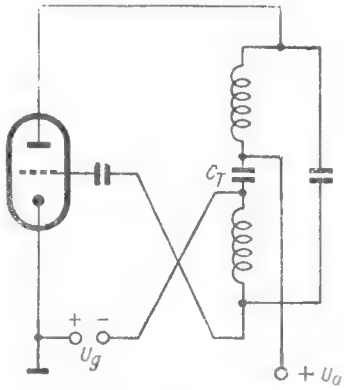


Bild 8. Umformung von Bild 7

Speziell im UKW-Gebiet verwendet man auch Schaltungen nach Bild 10, bei denen die Induktivität mit einem Anzapf im Symmetriepunkt versehen ist, so daß hier ohne Drossel die Gleichspannung zugeführt werden kann. Da bei UKW schon ein einfacher Drahtbügel oder Drahtring ein hinrei-



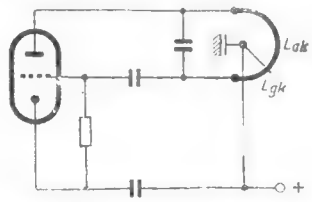


Bild 10. Induktivitätsbügel mit Anzapf in einer induktiven Spannungsteilerschaltung

Links:
Bild 9. Induktive Spannungsteilerschaltung mit im neutralen Punkt aufgetrennter Induktivität

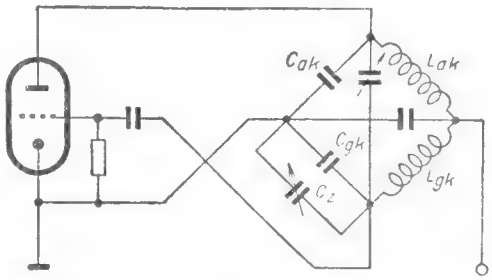


Bild 11. Die durch die Röhrenkapazitäten und die geteilte Induktivität entstehende Brückenschaltung

F. Besonderheiten der Oszillatorschaltungen

1. Gleichstromversorgung (Fortsetzung)

chend großes L ergibt, ist durch einen auf ihm gleitenden Schleifer dieser Punkt einfach einzustellen. Damit dieser Punkt aber auch wirklich Hf-mäßig einwandfrei geerdet ist, darf die Leitung vom Schleifer bis zum Chassis der Hf praktisch keinen Widerstand entgegensetzen (gute Verklatschung, kurze Leitung großer und gut leitender Oberfläche). Da zusätzlich zu der induktiven Spannungsteilung eine kapazitive durch die Röhrenkapazitäten bewirkt wird, ergibt sich eine Brückenschaltung (Bild 11). Um die bei ungleichen Teilerverhältnissen auftretenden Ausgleichströme, also Verluste, zu vermeiden, muß man durch Parallelschalten von Trimmern (C_z) zu den Röhrenkapazitäten das kapazitive Teilerverhältnis wenigstens grob dem induktiven angleichen.

Für die Zuführung der Gleichspannung existieren zwei Schaltmöglichkeiten:

die Parallelspeisung (Bild 12), die Reihenspeisung (Bild 13).

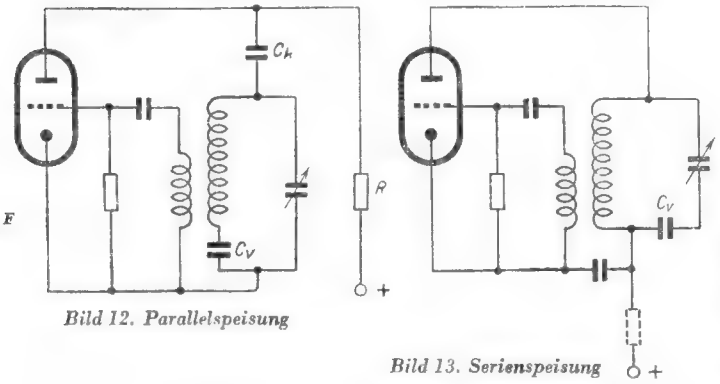


Bild 12. Parallelspeisung

Bild 13. Seriensspeisung

In den meisten Fällen bevorzugt man die Parallelspeisung. Denn in diesem Fall ist die Einschaltung von Verkürzungskondensatoren (C_v), die evtl. aus Gleichlaufgründen notwendig sind, einfacher zu bewirken, die Drehkondensatoren liegen nicht auf Gleichspannungspotential und können einpolig galvanisch geerdet werden. Es ist überhaupt der gesamte Hf-Schwingungskreis gleichstromfrei; das ist vor allem dann erwünscht, wenn der Schwingungskreis mit einem Wellenschalter auf verschiedene Bereiche umgeschaltet werden muß.

Der Nachteil der Parallelspeisung besteht darin, daß der Anodenvorwiderstand parallel zum Schwingungskreis liegt, ihn also zusätzlich bedämpft.

Den Vorwiderstand kann man natürlich auch durch eine Hf-Drossel ersetzen. Davon macht man vor allem auf dem UKW- und KW-Gebiet, ferner bei Leistungssendern Gebrauch, um eine möglichst hohe Anodenspannung, möglichst hohe Anschwingsteilheit zu bekommen.

Ist ein großer Frequenzbereich zu überbrücken, so ist eine wirkungsvolle Verdrosselung schwierig, da infolge der Eigenkapazität eine Drossel jeweils nur für einen schmalen Bereich optimal sperrt.

In der Empfängertechnik findet die Reihenschaltung vielfach bei Batteriegeräten Anwendung. Die Speisespannung ist an sich so niedrig, daß sie voll an die Anode gelegt werden muß, um ein sicheres Anschwingen (z. B. auch bei 50 m) zu gewährleisten. Hier muß also entweder Parallelspeisung mit Drossel oder Reihenschaltung (R klein oder Null) verwendet werden.

2. Durchstimmbarkeit

Gemäß der allgemein gültigen Formel für die Resonanzfrequenz

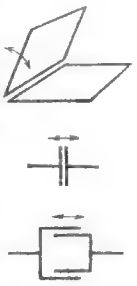
$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot L} - \frac{r^2}{L^2}}$$

ist also eine Frequenzänderung möglich durch:

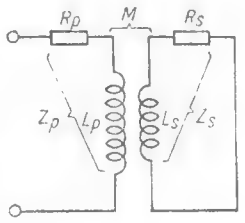
Variation von C
Variation von L

und in geringem Umfang durch Variation der Dämpfung $\left(\frac{r}{\omega L}\right)$.

Die C-Änderung erreicht man mit Drehkondensatoren, wobei man es in der Hand hat, durch Wahl des Plattenschnittes eine gewünschte Beziehung zwischen Drehwinkel und Frequenz (frequenzlinear, wellenlängengerade usw., s. auch Ko 31) herzustellen, durch Klappkondensatoren, durch Zylinder- und Plattenkondensatoren (Bild 14).



Links: Bild 14. Klapp-, Platten- und Zylinderkondensatoren



Rechts: Bild 15. Ersatzschaltung bei Ankopplung eines Kurzschlußringes

Die L-Änderung erzielt man

bei Eisenkernspulen durch Verschieben oder durch Vormagnetisieren des Eisenkerns (mit zunehmender Vormagnetisierung, also zunehmender Sättigung wird das L kleiner);

bei Luftspulen durch Anzapfen der Spulenwindung, kontinuierlich mit Schleifer, oder in Stufen durch Schalter (Wellenschalter). Es ist darauf zu achten, daß das freie Ende nicht zu Störschwingungen Anlaß gibt.

Eine Feinverstimmung des L-Wertes (z. B. beim L-Abgleich benutzt) bekommt man durch Annähern eines Kurzschlußrings. Die Induktivität sinkt mit Verkleinern des Abstandes zwischen Schwingkreis- und Kurzschlußspule, denn die Wirkung eines angekoppelten Sekundärkreises auf den Primärkreis kann ersetzt werden durch Einschaltung einer Impedanz $(\omega M)^2/Z_s$ in Reihe mit der Primärspule (Bild 15). Der Primärwiderstand ist also

$$Z_p + \frac{(\omega M)^2}{Z_s}.$$

Der übertragene Sekundärwiderstand $(\omega M)^2/Z_s$ hat den gleichen Phasenwinkel wie Z_s, aber mit umgekehrtem Vorzeichen. Ist z. B. Z_s induktiv mit einem Phasenwinkel von $\alpha°$, so ist der übertragene Widerstand $\frac{(\omega M)^2}{Z_s}$ kapazitiv mit dem gleichen Winkel $\alpha°$. Es empfiehlt sich, die Kurzschlußspule aus gut leitendem Material zu fertigen, um die durch sie hervorgerufene zusätzliche Dämpfung klein zu halten.

3. KW- und UKW-Bedingungen

Mit steigender Frequenz werden die Kreiselemente kleiner, dementsprechend spielen die Röhrenkapazitäten und die Zuleitungsinduktivitäten eine ausschlaggebende Rolle. Das für die Resonanzüberhöhung maßgebende Verhältnis $\frac{L}{C}$ wird stetig schlechter, da die Kapazitätswerte wegen der festen Röhrenkapazitäten nicht unter einen bestimmten Wert verkleinert werden können. Der Resonanzwiderstand wird noch dadurch herabgesetzt, daß die Ohmschen Verluste durch Stromverdrängung steigen. Es sind also bei allen diesen Kurzwellenkreisen die Verbindungsleitungen so kurz wie möglich zu halten, Drähte großer Oberfläche (Bandleiter) zu verwenden und die Oberflächen zu vergüten (versilbern).

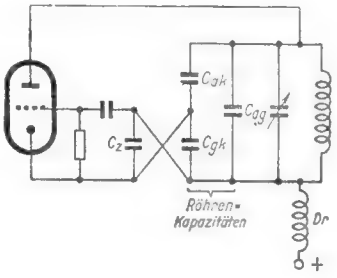


Bild 16. Ultraaudionschaltung

Den Einfluß der Röhrenkapazitäten zeigt Bild 16 (Ultraaudionschaltung). Durch diese Kapazitäten wird automatisch eine Spannungsteilung vorgenommen, wenn sonst keine wesentlich größeren Kapazitätswerte in der Schaltung vorhanden sind. Meist liegt das Verhältnis $\frac{1}{\omega C_{gk}} : \frac{1}{\omega C_{ak}}$ in der richtigen Größe, denn C_{gk} ist erheblich größer als C_{ak},

mithin ist, wie gefordert, die Gitterwechselspannung kleiner als die Anodenwechselspannung. Um das Teilerverhältnis zu verbessern und etwas regeln zu können, schaltet man in vielen Fällen noch den Zusatztrimmer C_z parallel zu C_{gk}.

4. Stabilität und Frequenzkonstanz

Aus der Gleichung (3) folgt: Gelingt es, in dem Kennliniengebiet zu arbeiten, in dem μ von den Betriebsspannungen unabhängig ist, so ist dementsprechend auch die Oszillatorfrequenz von den Röhrenbetriebsspannungen unabhängig.

Je loser die Kopplung, d. h. je kleiner $\frac{M}{L}$, um so frequenzstabiler ist der Oszillator.

Von der Schaltungsseite her können folgende Maßnahmen ergriffen werden:

Möglichst **kleine Dämpfung**, das erfordert ein **hohes $\frac{L}{C}$-Verhältnis.** Andererseits macht man die Kapazität nicht gern zu klein. Denn die Eingangskapazität der Röhre z. B. liegt parallel zum Schwingkreiskondensator (Bild 1). Diese Kapazität ändert sich nun bei Röhrenwechsel und, bei gleicher Röhre, mit den Betriebsspannungen, denn die zwischen Gitter und Katode liegende Raumladung, die erheblich zur Gitter-Katode-Kapazität beiträgt, ist von der Höhe der Betriebsspannung sehr abhängig. Wie aus Bild 1 hervorgeht, ist die Beeinflussung der Oszillatorfrequenz durch diese Röhrenkapazität um so kleiner, je größer die Kreiskapazität*) und je loser die Kopplung ist. Außerdem vermindert eine **lose Kopplung** die Bedämpfung des Schwingungskreises und erhöht dadurch dessen Stabilität.

Möglichst phasenreine Rückkopplung, Amplitudenbegrenzung durch **hohen Ohmschen Widerstand** (R_g in Bild 1).

Die **Verlustleistung** der einzelnen **Elektroden** soll **niemals** den **maximal** zulässigen **Wert** erreichen, um die Erwärmung gering zu halten. Dann bleiben auch Schwankungen der inneren Röhrenkapazitäten, wie sie durch thermische Einflüsse auftreten können, gering.

In Fällen, in denen besondere Anforderungen an die Frequenzstabilität gestellt werden, arbeitet man teilweise mit Frequenzvervielfachung, da bei Oszillatoren für niedere Frequenzen ein höheres $\frac{L}{C}$-Verhältnis erzielbar ist.

Auch die Ankopplung des Verbrauchers muß lose gehalten werden. Um also Einwirkungen durch Lastschwankungen auf den Oszillator zu vermeiden, schaltet man zwischen Last und Oszillator eine Trennröhre ein (s. Abschn. H: Die ECO-Schaltung).

Zum Ausgleich von Frequenzschwankungen infolge Temperaturänderung schaltet man zur Kompensation dieses Einflusses Kondensatoren mit verschiedenem Temperaturkoeffizienten (pos. und neg.) zusammen. Insbesondere im KW-und UKW-Gebiet ist es erforderlich, die Kreiselemente starr zu montieren, damit sie bei Erschütterungen im Betrieb nicht durch Lageveränderung Frequenzverschiebung hervorrufen.

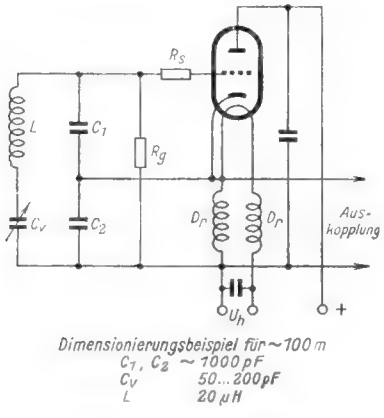


Bild 17. Clapp-Oszillator

*) Als Richtwerte für die Kreiskapazitäten von Steueroszillatoren können folgende Werte angesehen werden:

λ	200	100	50	20	10	m
C	500	500	300	150	80	pF

Eine besonders auf sehr lose Kopplung gezüchtete Schaltung ist der Clapp-Oszillator (Bild 17). Eine Umzeichnung (Bild 18) macht anschaulich, daß es sich um die normale Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung handelt, nur ist hier die Oszillatorröhre äußerst lose an den Schwingungskreis angekoppelt. Dadurch ist die erzeugte Frequenz von Schwankungen der Röhrendaten und damit der Betriebsspannungen fast vollkommen unabhängig. Nachteile sind die geringe Leistung und die Abhängigkeit der abgegebenen Leistung von der Stellung des Drehkondensators C_v: Mit kleiner werdendem C_v nimmt die Hf-Spannung ab, so daß diese Schaltung nur für ein schmales Frequenzband günstig ist.

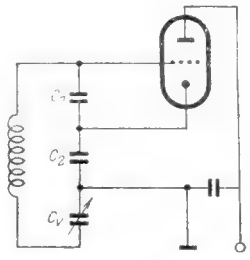


Bild 18. Umformung von Bild 17

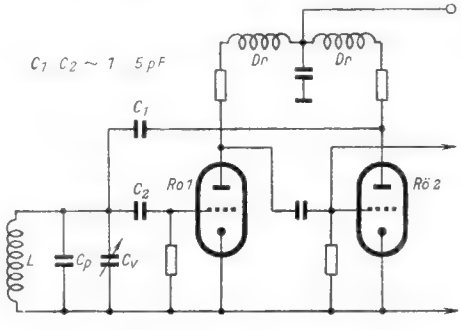
Eine Verbesserung läßt sich erzielen, wenn man den Kondensator C_v fest wählt und die Abstimmung durch einen variablen und zu C_1/C_2 parallel liegenden Kondensator vornimmt. Bei Änderung dieses Abstimmkondensators bleiben Rückkopplungsgrad und Ankopplung der Röhre unverändert. Die Größe dieses Abstimmkondensators errechnet man zu:

$$C_P = \frac{M}{\frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} - \frac{M}{C_v}} - \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}.$$

M = quadratisches Verhältnis der hohen zur niedrigen Frequenz.

Es ist nicht immer günstig, $C_1 = C_2$ zu wählen; das optimale Verhältnis hängt von der verwendeten Röhrentype ab. Das Verhältnis $\frac{C_v}{C_2}$ darf nicht zu klein gewählt werden. Bei verlustarmer Spule und verlustarmen C_1 kann der Wert $\frac{1}{15}$ erreicht werden.

Eine weitere im kommerziellen Betrieb oft verwendete Schaltung ist die Zweiröhren-Rückkopplungsschaltung (Franklin-Schaltung, Bild 19). Sie zeichnet sich durch äußerst lose angekoppelte Röhren aus; zur Phasendrehung und zur aperiodischen Rückkopplungsverstärkung benutzt man die zweite Röhre. Die Auskopplung erfolgt vom Gitter dieser zweiten Röhre. Der verstimmende Einfluß von seiten der Lastauskopplung ist damit auf ein Minimum reduziert. Deshalb ist ihre Frequenzkonstanz mit der eines quarzgesteuerten Oszillators vergleichbar.



1 19. Franklin-Schaltung

Als erste (Schwing-)Röhre wird zweckmäßigerweise eine Pentode verwendet, wobei dann die Trennung von Schwingungskreis und Auskopplung durch das Schirmgitter erfolgt (ECO). Ein besonderer Vorteil der Schaltung ist, daß Schwingungskreis sowie Katode auf Erdpotential liegen und daß nur zwei Spulenanschlüsse erforderlich sind.

Nachdruck verboten!

Röhrenvoltmeter für Ultrakurzwellen

Der Praktiker ist an Röhrenvoltmetern für den Selbstbau interessiert, die es ihm ermöglichen, Spannungen im UKW-Bereich mit leidlicher Genauigkeit zu messen. Hohe Ansprüche werden in dieser Hinsicht gewöhnlich nicht gestellt, doch soll die Empfindlichkeit in Anbetracht der kleinen, in Empfangsgeräten vorkommenden Spannungen nicht zu gering sein.

Röhrenvoltmeter für Ultrakurzwellen unterscheiden sich grundsätzlich nicht von den allgemein bekannten Schaltungen. Bei Vorhandensein geeigneter Röhren kann man nicht nur Diodengleichrichter, sondern auch Anodengleichrichter oder Audionschaltungen heranziehen. Trotzdem kommen die beiden zuletzt genannten Gruppen für den Bau weniger in Betracht, weil sie das Vorhandensein geeigneter Trioden voraussetzen, die entweder sehr teuer oder überhaupt nicht greifbar sind. Dagegen lassen sich geeignete Dioden preiswert und ohne Schwierigkeiten beschaffen. Die Schaltungen werden besonders einfach, wenn man an Stelle geheizter Dioden Germanium-Detektoren benützt. Die Industrie ist heute schon in der Lage, solche Zellen mit ausreichender Konstanz und mit reproduzierbaren technischen Daten zu liefern. Wir besprechen daher an dieser Stelle ausschließlich Röhrenvoltmeter - Schaltungen mit Dioden.

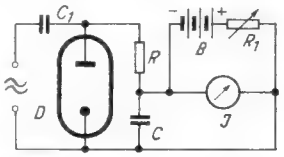


Bild 1. Einfachste Dioden-Meßschaltung

Grundschaltung des Diodenvoltmeters

Die einfachste Schaltung, die allerdings nicht sehr empfindlich ist, zeigt **Bild 1**. Es handelt sich um die bekannte Grundschaltung des Diodenvoltmeters. Die Hochfrequenz gelangt über den Kondensator C_1 zur Diode mit dem Außenwiderstand R. Gemessen wird der Diodengleichstrom mit dem Instrument J, das mit dem Kondensator C kapazitiv überbrückt ist. Werden mit dieser Einrichtung Spannungen über etwa 1 Volt gemessen, was meist zutrifft, so ist der für Hochfrequenzen wirksame Dämpfungswiderstand R/3. Da man R im Interesse eines ausreichend großen Gleichstromes nicht beliebig groß wählen kann, liefert ein solches Röhrenvoltmeter nur verhältnismäßig kleine Eingangswiderstände. Für R = 50 kΩ ergibt sich ein Eingangswiderstand von etwa 16 kΩ, ein Wert, der das Röhrenvoltmeter für Messungen an Schwingkreisen mit Resonanzwiderständen von mehreren 100 kΩ unbrauchbar machen würde.

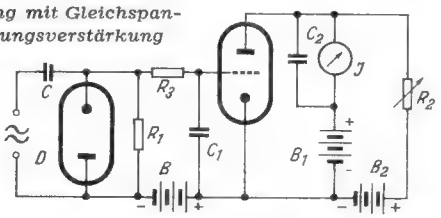
Nun haben die UKW-Schwingungskreise in den üblichen Empfängern allerdings wesentlich kleinere Resonanzwiderstände; sie liegen im allgemeinen weit unter 10 kΩ. Infolgedessen macht sich der dämpfende Einfluß des Eingangswiderstandes bei Ultrakurzwellen nicht so stark bemerkbar. Sehr wichtig ist dagegen der Eingangs-Blindwiderstand des Röhrenvoltmeters, der sich vor allem aus den Zuleitungsinduktivitäten, den schädlichen Parallelkapazitäten und aus den entsprechenden Werten der Meßröhre selbst zusammensetzt. Sowohl Induktivität als auch Kapazität sollen so klein wie möglich sein. Der zweckmäßige Aufbau der Meßröhre entscheidet in dieser Hinsicht über die Brauchbarkeit des Röhrenvoltmeters. Die schädlichen Werte lassen sich nur dann in tragbaren Grenzen halten, wenn man die Meßdiode aus dem räumlichen Zusammenhang der sonstigen Meßschaltung löst, indem man sie in einem kleinen zusätzlichen Kästchen unterbringt, das sich sehr nahe an die Meßstelle heranführen läßt. Entsprechende Ausführungen der Industrie sind in der FUNKSCHAU früher beschrieben worden.

Der Selbstbau einer Anordnung nach Bild 1 ist nicht schwer und führt stets zu guten Resultaten, wenn man die vorstehend erwähnten Richtlinien berücksichtigt. Die Koppelkapazität C_1, die man unter Vermeidung von Zuleitungsdrähten unmittelbar zwischen den Außenanschluß und die Anode der Diode setzt, soll nicht größer als hochfrequenztechnisch unbedingt erforderlich sein, weil sonst die räumlichen Abmessungen und damit die Kapazität gegen das Chassis nicht unbeträchtlich anwachsen. Im allgemeinen genügen Werte bis 50 pF. Auch der Widerstand R soll sehr kleine räumliche Abmessungen haben, damit er die gesamte Parallelkapazität nicht unnötig vergrößert. Für C kommen Werte von etwa 500 pF in Betracht. Sowohl für C_1 als auch für C sollen nur keramische Ausführungen mit kleinsten Abmessungen verwendet werden.

Das Instrument J soll so empfindlich wie nur irgend möglich sein, denn die Diodenströme sind sehr klein. Ein Mikroamperemeter von etwa 30 bis 50 µA Vollausschlag ist bereits recht gut geeignet. Noch besser sind natürlich Galvanometer oder Spiegelgalvanometer, die sich jedoch in der Handhabung als recht umständlich erweisen. Je empfindlicher das Instrument ist, um so größer wird der Zeigerausschlag, den der thermische Ruhestrom der Diode verursacht. Dieser Ruhestrom läßt sich nach Bild 1 durch eine einfache Schaltung, die aus einer Hilfsbatterie B und einem Regelwiderstand R_1 besteht, ohne Schwierigkeiten kompensieren. Für B genügt eine kleine Trockenbatteriezelle, die leicht im eigentlichen Meßgehäuse untergebracht werden kann.

Die Schaltung nach Bild 1 hat einen Meßbereich von mehreren Volt. Eine solche Empfindlichkeit reicht gewöhnlich für die Praxis nicht aus. Sie genügt zwar zur Messung von Oszillatorspannungen, nicht dagegen für Messungen an den sonstigen Empfängerschwingungskreisen, die bei normalem Betrieb weit unter 1 Volt liegen. Man muß daher zu empfindlicheren Anordnungen greifen.

Bild 2. Diodenschaltung mit Gleichspannungsverstärkung



Diodenvoltmeter höherer Empfindlichkeit

Eine Möglichkeit ist in **Bild 2** dargestellt. Wir finden auch hier wieder den schon von Bild 1 her bekannten Meßkreis, der aus dem Koppelkondensator C, der Diode D und dem Außenwiderstand R_1 besteht. Der Eingangswiderstand hat wie in Bild 1 den Wert $R_1/3$. In dieser Schaltung wird jedoch nicht der Diodengleichstrom selbst, sondern der Gleichspannungsabfall an R_1 gemessen. Dieser Spannungsabfall wird über das Siebglied R_3, C_1 dem Gitter einer über B negativ vorgespannten Triode zugeführt. Das erwähnte RC-Glied hat lediglich den Zweck, die an R_1 noch vorhandenen Reste von Hochfrequenz zu beseitigen. Die Diode ist so gepolt, daß an R_1 eine positive Spannung gegenüber dem Nullpunkt auftritt. Diese Spannung steuert das Gitter der Röhre V praktisch leistungslos, so daß der Anodenstrom von V ein Maß für die Gleichspannung an R_1 und damit ein Maß für die angelegte Hochfrequenzspannung ist. Der Anodenstrom wird mit dem Instrument J gemessen, das mit dem Kondensator C_2 überbrückt ist. Zur Kompensation des nicht unbeträchtlichen Ruhestromes dient wie in Bild 1 eine Hilfsbatterie B_2. Letztere liefert einen Hilfsstrom, der mit dem Widerstand R_2 entsprechend eingestellt werden kann. B_1 ist die Anodenbatterie.

Die Schaltung nach Bild 2 ist bereits wesentlich empfindlicher, besonders dann, wenn die Röhre V eine entsprechende Steilheit hat. Grundsätzlich eignen sich beliebige Rundfunkröhren; die EF 14 ist wegen ihrer großen Steilheit besonders brauchbar. Man erzielt jedoch auch mit Röhren vom Typ RV 12 P 2000 (als Triode geschaltet), EF 12, AC 2 usw. recht gute Resultate. Alles, was wir über die Bemessung der Dioden-Eingangsschaltung nach Bild 1 hörten, gilt natürlich auch für diese Schaltung. Für R_3 genügen Werte von etwa 50 kΩ, C_1 und C_2 sollen eine Kapazität von rund 500 pF haben. Der geschickte Praktiker wird beim Aufbau einer Schaltung nach Bild 2 auf keinerlei Schwierigkeiten stoßen. Allerdings müssen die Batterien B, B_1 und B_2 sehr konstante Spannungen liefern, damit sich keine Verschiebungen des Arbeitspunktes und damit keine Fehlmessungen ergeben.

An und für sich stellt Bild 2 nur ein Prinzipschaltbild dar. In der Praxis wird man die Teilspannungen in geeigneter Weise von Glimmstreckenstabilisatoren abgreifen und sonstige bekannte Maßnahmen treffen, die solch ein Gerät für die tägliche Praxis geeignet machen.

Röhrenvoltmeter nach dem Überlagerungsprinzip

Obwohl die Anordnung nach Bild 2 auch die Messung von Hochfrequenzspannungen unter 1 Volt zuläßt, ist ein derartiges Röhrenvoltmeter noch nicht so empfindlich, daß kleinere Spannungen an den UKW-Kreisen in der Größenordnung von einigen Millivolt gemessen werden können. In solchen Fällen kann man grundsätzlich zum Überlagerungsprinzip greifen, dessen praktische Verwirklichung jedoch nicht ganz einfach ist. Wir wollen uns daher nur auf das Grundsätzliche dieser Methode beschränken. In **Bild 3** sehen wie die Anordnung. Man benötigt eine Mischstufe, wobei man zweckmäßigerweise die Diodenmischung wählt, ferner einen Oszillator. Mischröhre und Oszillator müssen mit dem zugehörigen Oszillatorkreis unbedingt zusammengebaut werden, weil die Höhe der Frequenz keine längeren Verbindungsleitungen zuläßt. Man erhält nun eine Zwischenfrequenz, die aus der Meßspannung und der Oszillatorspannung gebildet wird. Die Zf ist vom Mischkreis abzugreifen, der Außenwiderstand muß so bemessen sein, daß er an den Wellenwiderstand eines längeren Kabels angepaßt ist. Die Zwischenfrequenz läßt sich dann ohne weiteres über dieses Kabel bis zum Zwischenfrequenzverstärker übertragen, der zusammen mit einem Demodulator und dem erforderlichen Netzteil in einem besonderen größeren Gehäuse untergebracht werden kann.

Die vorstehend kurz skizzierte Schaltung liefert hervorragende Resultate, weil man die Zwischenfrequenz beliebig verstärken kann und weil sich die Mischeinrichtung ohne weiteres so bauen läßt, daß sich ein linearer Zusammenhang zwischen Meßspannung und Zwischenfrequenzspannung ergibt. Nachteilig ist jedoch vor allem, daß der mechanische Aufbau Schwierigkeiten bereitet. Aus Gründen geringer Eingangskapazität muß das Kästchen, in dem sich die Meßdiode und die Mischstufe befinden, so klein wie möglich sein. Der zusätzlich erforderliche Oszillator beansprucht aber ziemlich viel Platz. Außer der Zwischenfrequenz muß schließlich noch die Heizspannung für die Röhren, ferner die Anodenspannung für den Oszillator zugeführt werden, was außer dem Zwischenfrequenzkabel zusätzliche Gleichstromleitungen zwischen Meßkästchen und Zf-Teil bedingt.

Bild 3. Verwendung des Überlagerungsprinzips

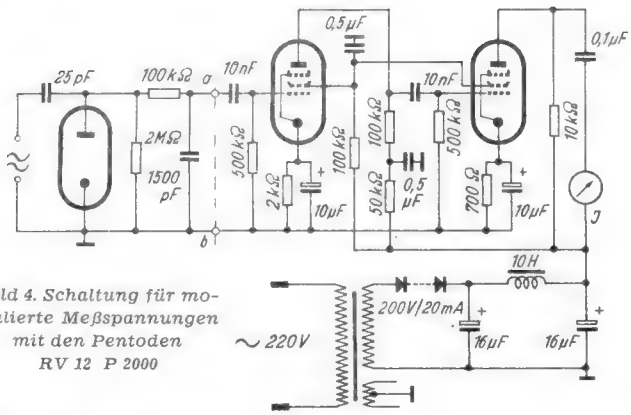


Bild 4. Schaltung für modulierte Meßspannungen mit den Pentoden RV 12 P 2000

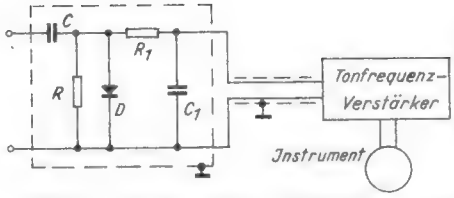


Bild 5. Schaltung des Meßkästchens mit Kristalldiode

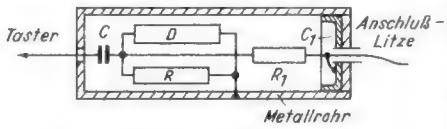


Bild 6. Aufbau des Meßkästchens

Ein weiterer Nachteil der Schaltung ist darin zu sehen, daß die Oszillatorfrequenz entsprechend dem Überlagerungsprinzip jedesmal nachgestimmt werden muß, wenn sich die Frequenz der zu messenden Spannung ändert. Das ist umständlich und zeitraubend und beeinträchtigt die Meßgenauigkeit, weil jeder Oszillator eine gewisse Frequenzabhängigkeit der Spannung zeigt. In Dioden-Mischschaltungen ist der Einfluß der Oszillatorspannung bei genügend großen Werten zwar nicht erheblich, aber immerhin keineswegs vernachlässigbar. Die vorstehend geschilderten Nachteile lassen sich im Laborbetrieb durch entsprechende mechanische und elektrische Maßnahmen weitgehend vermeiden, wirken sich jedoch in der Werkstattpraxis, wo es vor allem auf handliche, robuste und einfach zu bedienende Geräte ankommt, recht ungünstig aus. Man wird daher von einer Schaltung nach Bild 3 nur in Ausnahmefällen Gebrauch machen. Bestechend ist und bleibt jedoch die große Empfindlichkeit, die man mit dem Überlagerungsprinzip erreichen kann. Eine Zwischenfrequenzverstärkung von etwa 10 000 macht keine Schwierigkeiten, so daß sich UKW-Spannungen in der Größenordnung weniger Millivolt einwandfrei messen lassen. Zur Dimensionierung der Schaltung sei vor allem erwähnt, daß man die Bandbreite des Zf-Teiles nicht zu gering (etwa 100 kHz) bemessen soll, damit kleine Frequenzschwankungen des Oszillators keine Zwischenfrequenzspannungsschwankungen hervorrufen. Als Demodulator kann eine gewöhnliche Diode verwendet werden, deren Gleichstrom mit einer Schaltung nach Bild 1 gemessen wird. Die Oszillatorschaltung bietet keine Besonderheiten, muß jedoch so frequenzstabil wie möglich sein; die Oszillatorspannung darf außerdem ihren Wert in Abhängigkeit von der Frequenz nur geringfügig ändern.

Einfaches Diodenvoltmeter zur Messung modulierter Hf-Spannungen

Eine recht brauchbare Anordnung, die nicht nur eine große Empfindlichkeit besitzt, sondern die sich auch infolge ihrer Einfachheit in der Praxis bei nicht allzu großen Ansprüchen an die Genauigkeit bestens bewährt, sehen wir in **Bild 4.** Sie ist allerdings nur zur Messung modulierter Hochfrequenzspannungen geeignet. Das bedeutet eine Einschränkung, die jedoch im Hinblick darauf tragbar sein dürfte, daß wohl stets ein UKW-Meßsender mit Eigen- oder Fremdmodulation zur Verfügung steht. Außerdem ist der Modulationsgrad in den meisten Fällen bekannt und vor allem konstant. Die an den UKW-Kreisen des Meßobjektes auftretende modulierte UKW-Spannung wird in schon bekannter Weise einer Meßdiode zugeführt, an derem Außenwiderstand nunmehr die demodulierte Niederfrequenzspannung auftritt. Deren Weiterverstärkung bietet jedoch nicht die geringsten Schwierigkeiten, da es sich um eine reine Wechselspannung handelt. In vielen Fällen werden bereits in der Werkstatt geeignete Verstärker zur Verfügung stehen, so daß man sich auf den Bau des Diodenmeßkästchens beschränken kann. Die tonfrequente Spannung wird in diesem Fall über gewöhnliche Anschlußlitzen dem Eingang des Verstärkers zugeführt. Nach ausreichender Verstärkung läßt sich die Tonfrequenzspannung mit einem gewöhnlichen Gleichrichterinstrument messen.

Stehen keine geeigneten Verstärker zur Verfügung, so ist der Bau einer entsprechenden Anordnung nicht schwierig. Ein praktisch bewährtes Beispiel zeigt **Bild 4.** Der Dioden-Außenwiderstand kann ohne weiteres 2 MΩ betragen. Ein Siebglied (100 kΩ und 1500 pF) dient zur Unterdrückung der restlichen Hochfrequenz. Der in dem Bild angedeutete Trennstrich soll besagen, daß hier die Schaltung des eigentlichen Meßkästchens aufhört. An die Punkte a und b kann daher eine längere Verbindungsleitung angeschlossen werden, die zum Eingang der folgenden Verstärkerröhre führt. Die Tonfrequenzspannung gelangt über einen Kondensator von 10 nF = 10 000 pF an das Gitter der ersten Röhre (z. B. RV 12 P 2000). Der Anodenwiderstand dieser Röhre kann im Hinblick auf die niedrige Meßfrequenz relativ hochohmig sein. Im vorliegenden Fall wurde ein Wert von 100 kΩ gewählt. Die erste Röhre ist mit der zweiten über einen 10-nF-Kondensator gekoppelt. Im Anodenkreis der zweiten Röhre liegt ein Außenwiderstand von 10 kΩ. Die dort auftretende Tonfrequenzspannung läßt sich nunmehr mit dem Gleichrichterinstrument J messen, das an den Außenwiderstand zwecks Abtrennung der Gleichspannungskomponente kapazitiv angekoppelt ist. Die sonstigen Einzelheiten der Schaltung bringen keine Besonderheiten; es handelt sich um einen gewöhnlichen Tonfrequenzverstärker, der allerdings eine hinreichend lineare Aussteuerungskurve besitzen muß. Ausgangs- und Eingangsspannung müssen innerhalb des in Betracht kommenden Spannungsintervalls ausreichend proportional sein.

Den zweistufigen Verstärker baut man zweckmäßigerweise mit einem Netzgerät zusammen, wie das im einzelnen aus Bild 4 hervorgeht. Da die Betriebsströme nur gering sind, genügen ein Gleichrichter mit einem Höchststrom von 20 mA und eine verhältnismäßig einfache Siebkette. Man sollte den Siebteil aber nicht zu sparsam bemessen, da die vorhandenen Brummspannungen sonst vom Ausgangsinstrument mit angezeigt werden und so zu einer Verfälschung der Messung führen. Dem geübten Praktiker wird jedoch der Bau eines guten Tonfrequenzverstärkers nicht schwer fallen.

Soll das Röhrenvoltmeter stets in Verbindung mit einem bestimmten Meßsender verwendet werden, dessen Modulationsfrequenz sich nicht ändert, so kann man den Tonfrequenzverstärker für die betreffende Frequenz durch Resonanzglieder besonders empfindlich machen. Zu diesem Zweck kommen als Röhrenaußenwiderstände Tonfrequenzkreise in Betracht, die man jedoch zweckmäßigerweise verhältnismäßig stark dämpfen wird. Man erhält dann ein Mittelding zwischen Resonanzverstärker und Widerstandsverstärker. Eine solche Schaltung hat außer ihrer Wirtschaftlichkeit vor allem den Vorteil, daß sie gegen tonfrequente Störspannungen anderer Frequenz recht unempfindlich ist. Der Verstärkungsabfall in Richtung niederer Frequenzen bedeutet z. B., daß man bei der Bemessung des Netzteils großzügiger als sonst vorgehen kann.

Das vorstehend beschriebene Meßprinzip setzt natürlich unter allen Umständen einen stets gleichbleibenden Modulationsgrad des verwendeten Meßsenders voraus. Auch der Verstärker darf sich in seinen elektrischen Eigenschaften keineswegs ändern, weshalb man bei größeren Ansprüchen ein stabilisiertes Netzgerät verwenden sollte.

Die ganze Anordnung wird noch einfacher, wenn man nach **Bild 5** an Stelle der Meßdiode eine Germaniumzelle verwendet. Man kann dann die Heizleitungen sparen und benötigt lediglich zwei einfache Litzen für die Zuführung der Tonfrequenzspannung. Es muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß die Empfindlichkeit auch guter Germaniumzellen nicht an die einer Diode heranreicht.

Aufbau des Meßkästchens

Bei Verwendung von Kristalldioden ergibt sich für das Meßkästchen selbst ein einfacher und vor allem ein räumlich sehr kleiner Aufbau, wie aus **Bild 6** deutlich hervorgeht. Die ganze Meßschaltung läßt sich in einem Metallröhrchen von etwa 7 cm Länge und 3 cm Durchmesser ohne weiteres unterbringen. Die zweckmäßige Lage der Einzelteile unter Berücksichtigung eines Minimums an schädlichen Kapazitäten und Induktivitäten ist in Bild 6 dargestellt. Die Kristalldiode D und der Widerstand R werden auf beiden Seiten so kurz wie möglich miteinander verbunden. Eine solche Anordnung gestattet auch eine zweckmäßige Befestigung des Kondensators C unmittelbar zwischen dem Außenanschluß und der Parallelschaltung von D und R. An diesen Punkt wird ein dünner Draht gelötet, der zwischen D und R verläuft und auf kürzestem Wege zu dem Siebwiderstand R_1 geführt wird. Für den Kondensator C_1 wählt man zweckmäßigerweise einen Wannenkondensator, dessen einer Belag unmittelbar dem Deckel der Metallröhre aufliegt. Das andere Ende des Widerstandes R_1 wird auf den Innenbelag von C_1 und durch eine kleine Bohrung sofort nach außen geführt. Von hier läuft eine flexible doppelpolige Litze zum Eingang des Tonfrequenzverstärkers. Die schädliche Kapazität läßt sich noch dadurch verkleinern, daß man den Durchmesser des Metallrohres größer als erforderlich macht. Die Schaltorgane werden unter Verwendung von Isoliermaterial mit möglichst kleiner Dielektrizitätskonstante zentrisch im Rohr gelagert. Dann ergibt sich der größtmögliche Abstand zwischen R bzw. D und der Rohrinnenwand.

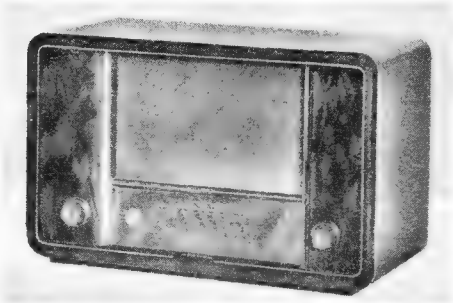
Eichung

Obwohl man in der Werkstattpraxis vielfach auf eine Absoluteichung der Röhrenvoltmeter verzichten kann, weil man in den meisten Fällen nur an der Lage von Spannungsmaxima oder an ähnlichen Werten interessiert ist, läßt sich eine Eichung ohne größere Schwierigkeiten durchführen. Man verwendet für diesen Zweck einen Meßsender mit genau bekannter und regelbarer Ausgangsspannung. Steht ein derartiges Gerät nicht zur Verfügung, so läßt sich die Eichung in einem entsprechend ausgerüsteten Laboratorium sicherlich durchführen. Bei kleinen Eingangswiderständen des Röhrenvoltmeters empfiehlt sich allerdings noch das Parallelschalten eines geeichten Industrie-Röhrenvoltmeters. Das kommt jedoch nur selten in Betracht. Die normalen Meßsender haben Ausgangswiderstände von etwa 60 Ω, so daß selbst bei Belastung durch Röhrenvoltmeter mit sehr niederohmigem Eingang ein Zusammenbrechen der Spannung nicht zu befürchten ist. Ing. H. Richter

FUNKSCHAU-*Prüfbericht:*

Körting »Supra-Selector« 51 W

Im Rahmen der Körting-Jubiläums-Reihe 1950/51 erscheint der 7-Kreis-6-Röhren-Super „Supra-Selector 51 W" als Traditionsgerät, dessen Name eng mit der bekannten Vorkriegsproduktion der Firma verbunden ist. Körting hat sich die Entwicklung dieses Empfängers besonders angelegen sein lassen und ein Gerät geschaffen, das in seiner technischen Ausführung und in seinen klanglichen Leistungen an die bekannten Vorläufertypen anknüpft.

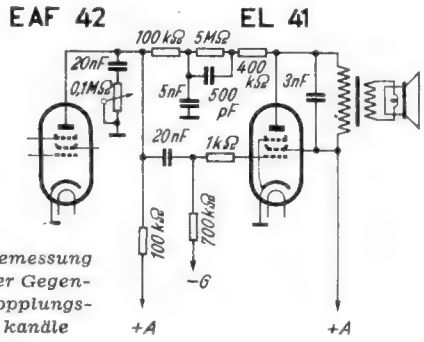


Außenansicht des „Supra-Selector"

Standardsuper

Der schaltungstechnische Aufbau des „Supra-Selector" entspricht grundsätzlich der Standardausführung eines hochwertigen Superhets der Mittelklasse. Die Schaltung zeigt in ihren Einzelheiten jedoch kein starres Schema, sondern eine Reihe beachtenswerter Verfeinerungen. Im Eingang des Zf-Verstärkers ist ein regelbares Dreikreis-Bandfilter angeordnet, das einen Variationsbereich von 3...6 kHz zuläßt. Die bei günstigen Empfangsbedingungen ausnutzbare Breitbandwiedergabe fällt besonders auf, da die Gegenkopplungskanäle des Nf-Teiles eine starke Höhenanhebung und eine angenehme Baßbetonung zulassen. Der veränderliche, mit den Gegenkopplungszweigen kombinierte Klangregler gestattet es, von einer mittleren Normalstellung aus in der einen Drehrichtung die Tiefen und in der anderen die Höhen anzuheben. Der Nf-Teil ist im übrigen für die große Bandbreite der UKW-Übertragung ausgelegt, denn er umfaßt einen Wiedergabebereich von 55...15 000 Hz und macht von einem Breitbandlautsprecher mit 210 mm Membrandurchmesser Gebrauch, dessen maximale Belastbarkeit 6 Watt beträgt.

In konstruktiver Hinsicht verdient der große Aufwand an verlustarmem keramischem Material Beachtung. So erreichen die Spulen einen hohen Gütefaktor, so daß sich ein günstiges Verhältnis zwischen der erwünschten Empfindlichkeit, der notwendigen Trennschärfe und der natürlichen Bandbreite ergibt.



Bemessung der Gegenkopplungskanäle

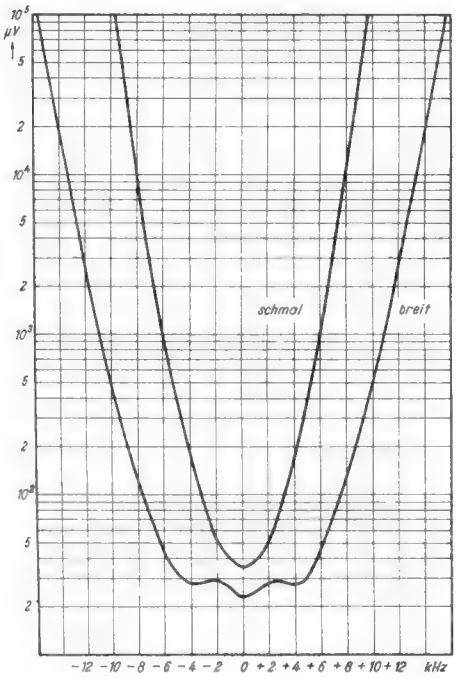
UKW-Supereinsatz

Der „Supra-Selector" gehört in die Gruppe jener Empfänger, die mit oder ohne UKW-Einsatz lieferbar sind. Für UKW-Empfang ist der Körting-Supereinsatz 51 W vorgesehen, ein 4-Kreis-2-Röhrengerät (Röhren ECH 42, EAF 42) mit 500 µV Empfindlichkeit. Aus grundsätzlichen Erwägungen wird auf die Anwendung der Pendelrückkopplung auch im Zf-Teil verzichtet. Die Gleichrichtung geschieht durch Flankendemodulation mit Diodenstrecke. Körting hat für den nachträglichen Einbau eine sehr einfache Lösung gefunden. Auf dem Empfängerchassis befindet sich eine mehrpolige Steckfassung. Sobald man den Supereinsatz ähnlich wie eine Röhre einsteckt, werden alle Verbindungen automatisch hergestellt, ohne zusätzliche Lötungen, Kupplungen usw. vornehmen zu müssen. Der UKW-Teil besitzt eine eigene Abstimmung und bleibt im Normalfalle auf den UKW-Ortssender eingestellt. Es genügt dann eine einfache Umschaltung des Wellenschalters, wenn UKW gehört werden soll. Ein eingebauter Sparschalter ermöglicht die Abschaltung der UKW-Röhren, so daß man bei längerem Nichtgebrauch des UKW-Teiles die Röhren schonen kann. Die Antennenanpassung ist für den Anschluß einer Dipol-Faltantenne über eine 300-Ω-Leitung bemessen.

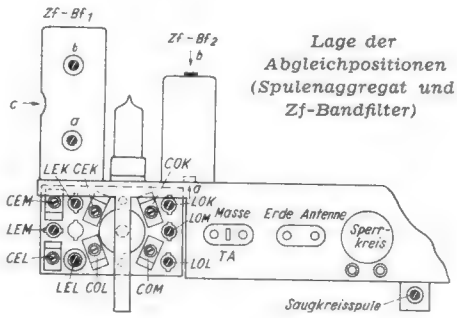
W. W. D.

Technische Daten

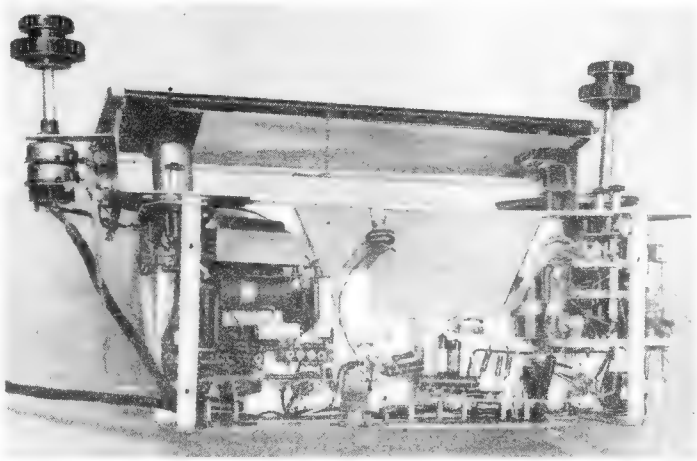
Empfindlichkeit: durchschnittl. unter 15 µV
Empfindlichkeit am Nf-Verstärkereingang: etwa 10 mV
Trennschärfe: Bei Einstellung des Bandbreitenreglers auf schmal 1 : 800 bei 9 kHz Verstimmung
Bandbreite: von 3...6 kHz regelbar
Spiegelwellenselektion: Bei 1600 kHz etwa 1 : 100
Eigenschaften: 7 Kreise, 6 Röhren; Vorkreis, Oszillatorkreis; Zweifach-Drehkondensator; ein dreikreisiges Zf-Bandfilter, regelbar; ein zweikreisiges Zf-Bandfilter; Misch- und Oszillatorstufe, Zf-Verstärker, Diodengleichrichtung, Nf-Vorverstärker, Endstufe, Magisches Auge; Schwundregelung, verzögert mit Vorwärts- und Rückwärtsregelung auf drei Röhren wirksam; Spannungsgegenkopplung; stetig regelbarer Klangfarbenwähler in Gegenkopplungsschaltung zum wahlweisen Anheben der tiefen und der hohen Töne; Ausgangsleistung 4 Watt bei 10 % Klirrfaktor; perman.-dynam. Lautsprecher mit 210 mm Membrandurchmesser; Zf-Saugkreis 475 kHz; zweiter Lautsprecheranschluß, Tonabnehmeranschluß; Edelholzgehäuse; UKW-Supereinsatz 51 W, auch nachträglich einsetzbar
Röhrenbestückung: ECH 42, EAF 42, EAF 42, EL 41, AZ 41, EM 4
Zwischenfrequenz: 475 kHz
Wellenbereiche: 6...20 MHz (50...15 m), 320...1610 kHz (930...186 m), 150...350 kHz (2000...860 m)
Skalenbeleuchtung: 1 × 6 V, 0,3 A Kugelform
Sicherung: bei 220 V 0,7 A, bei 110/125 V 1,5 A
Netzspannungen: 110, 125/220 V Wechselstrom
Leistungsaufnahme: etwa 45 Watt
Abmessungen: 568 × 355 × 260 mm
Gewicht: etwa 13 kg
Hersteller: Körting Radio Werke Oswald Ritter GmbH., Niedernfels, Post Marquartstein/Obb.



Selektionskurven des Zf-Teiles für Breitband- und Schmalbandstellung



Lage der Abgleichpositionen (Spulenaggregat und Zf-Bandfilter)



Ein Blick unter das Chassis zeigt die übersichtliche Verdrahtung. Rechts befindet sich die keramische Spulenplatte mit den angebauten Wellenschaltersegmenten. Die Skalenlämpchenfassung läßt sich mit einem Griff leicht abziehen. Der Chassisausschnitt mußte groß gewählt werden, um den 6-Watt-Lautsprecher mit 210 mm Membrandurchmesser gut unterzubringen

FUNKSCHAU-Servicedaten: Körting »Supra-Selector« 51 W

Abgleichvorschrift

1. Allgemeines

Netzanschluß. Nur an Wechselstrom 220/125/110 Volt anzuschließen. Bei der Lieferung ist der Netzspannungsumschalter normalerweise auf 220 Volt geschaltet. Bei abweichender Netzspannung muß die Mittelschraube der Kontaktfeder mit Hilfe eines Schraubenziehers gelockert und der Kontakt auf die vorhandene Netzspannung gestellt werden. — Die Schraube wird dann wieder fest angezogen.

Skalenlämpchen. Halter befindet sich innen am Mittelteil des Empfängerchassis und ist nach Entfernen der Bodenplatte bequem zugänglich.

2. Mechanische Nachstellung des Skalenzeigers

Der Zeiger ist im Mittelwellenbereich auf das linke Ende der Frequenzskala einzustellen. Bei dieser Einstellung muß der Rotorsatz des Drehkondensators ganz in den Statorsatz hineingedreht werden.

3. Vorbereitung für den Abgleich

a) Der Lautstärkeregler wird ganz aufgedreht und der Tonwähler auf Hochtonlage eingestellt.

b) Für die Messungen empfiehlt es sich, einen Ausgangsleistungsmesser über Kondensatoren an die Buchsen „2. Lautsprecher" des Empfängers anzuschließen oder die Abgleichung nach dem Magischen Auge vorzunehmen.

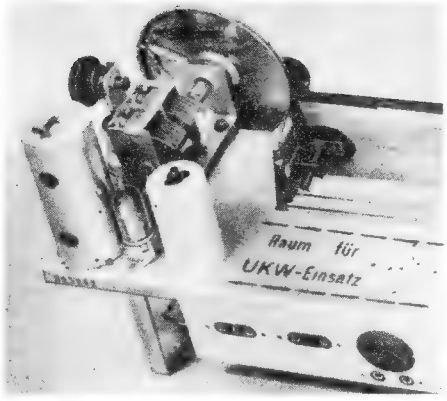
c) Die Erdleitung des Meßsenders wird mit der Massebuchse des Tonabnehmeranschlusses verbunden.

4. Abgleich der Zf-Bandfilter

Von einer Nachgleichung der Zf-Bandfilter ist normalerweise abzusehen, weil an dieser Stelle selten Verstimmungen auftreten und der genaue Abgleich nur mit den im Herstellerwerk vorhandenen Spezial-Meßgeräten in vollkommener Weise möglich ist. Sollte wirklich eine Nachgleichung erforderlich sein, so sind die folgenden Hinweise zu beachten:

5. Zf-Feinabgleich

1. Die normale Abgleichung der Zf-Bandfilter Bf 2a und Bf 2b sowie Bf 1a und Bf 1b erfolgt bei Einstellung des Bandbreitenreglers auf „schmal".
2. Zf-Bandfilterkreis Bf 2b verstimmen und Zf-Bandfilterkreis Bf 2a auf Maximum abgleichen, sodann Eisenkern des Zf-Bandfilterkreises 2a um 180° (eine halbe Schraubenumdrehung) verdrehen. Jetzt Zf-Bandfilterkreis 2b auf Maximum abgleichen. Darauf Eisenkern des Zf-Bandfilterkreises 2a um die vorher verstellten 180° zurückdrehen. Damit ist der Abgleich des Zf-Bandfilters 2 beendet und der Abgleich erfolgt im Zf-Bandfilter 1 in der gleichen Weise.
3. Der dritte Zf-Bandfilterkreis Bf 1c wird um etwa 3° gekoppelt und auf Maximum abgeglichen. Eine genaue Abgleichung des regelbaren Bandfilters ist nur mit Hilfe eines Frequenzwobblers möglich.



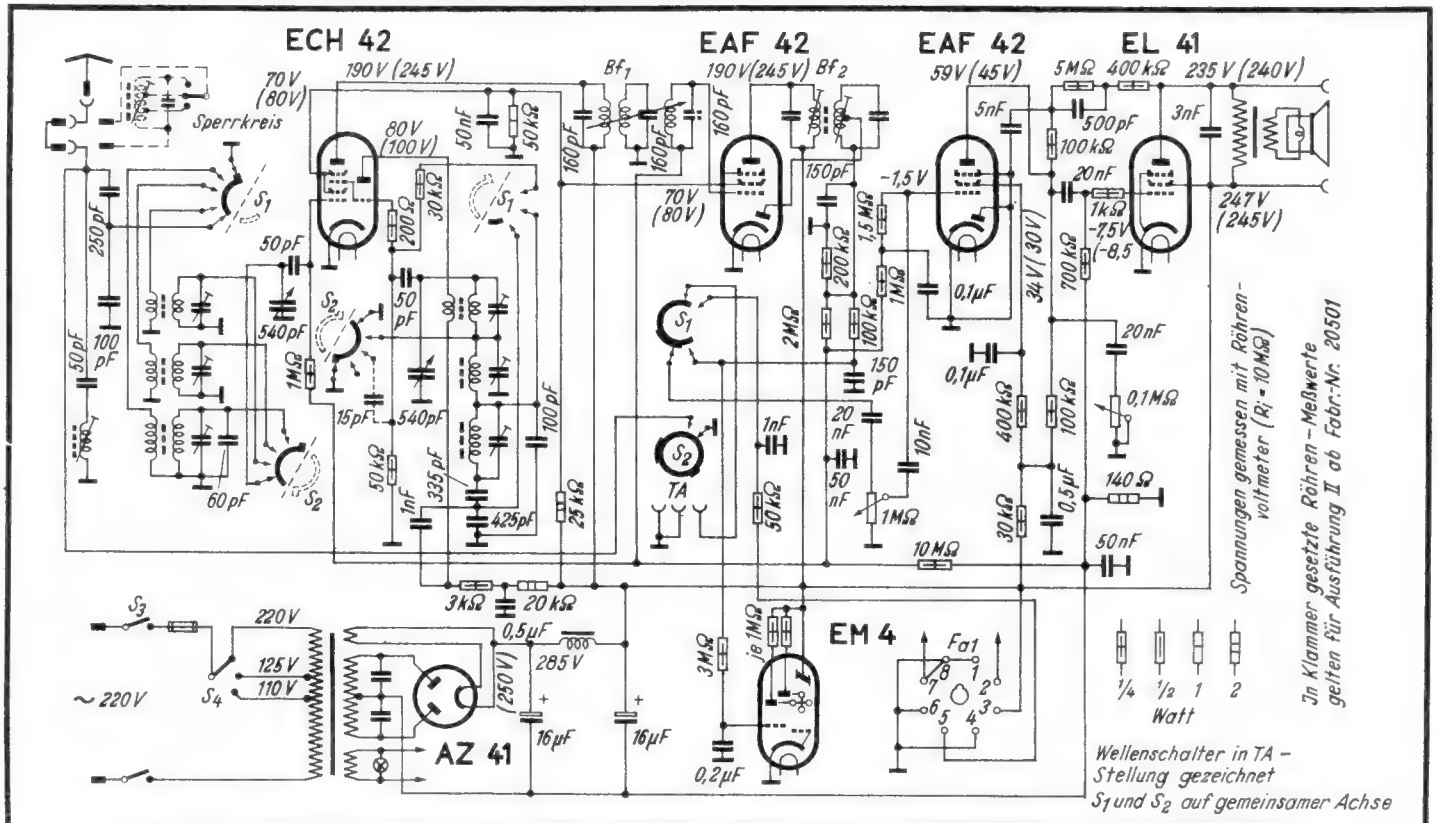
Der UKW-Superteil wird einfach in die achtpolige Fassung gesteckt

Abgleichtabelle

Während aller Abgleicharbeiten ist der Bandbreitenregler auf „schmal" einzustellen.

	Bereich	Abgleich	Meßsenderstellung	Zeigerstellung	Marke	Abgleichelemente	Abgleichen
1.	Zf	L	475 kHz	600 kHz	ohne	Bf 2a/Bf 2b Bf 1a/Bf 1b	Maximum
2.	Zf	L	475 kHz	600 kHz	ohne	Saugkreis	Minimum
3.	KW	L C	6 MHz 20 MHz	50 m 15 m	Dreieck	LOK/LEK COK/CEK	Maximum
4.	MW	L C	595 kHz 1500 kHz	595 kHz 1500 kHz	Punkt	LOM/LEM COM/CEM	Maximum
5.	LW	L C	165 kHz 300 kHz	165 kHz 300 kHz	Quadrat	LOL/LEL COL/CEL	Maximum

Bei 1. Meßsender (R_i mindestens 200 Ohm) an g 1 der Röhre ECH 11, Wellenbereichschalter auf MW.
Bei 2. Meßsender an Antenne, Wellenbereichschalter auf MW.
Bei 3. bis 5. Meßsender an Antenne, Wellenbereichschalter auf die abzustimmenden Bereiche einstellen, Abgleich an L und C mehrmals wechselnd wiederholen.



Service-Schaltbild des Körting 7-Kreis-6-Röhrensuperhets „Supra-Selector" mit Einzelteilwerten und Röhrenmeßdaten

Radio-Meßtechnik

Eine Aufsatzfolge für den Funkpraktiker (21. Folge)

Die 21. Folge der beliebten Artikelserie ist den Präzisions-Meßbrücken und dem direkt anzeigenden R-Präzisionsmeßgerät gewidmet.

c) Präzisions-Meßbrücken

Präzisions-Meßbrücken sind in erster Linie für das Labor bestimmt. Die Meßgenauigkeit der besten handelsüblichen Brücken liegt in den Grenzen von ± 0,02 % bis ± 0,1 %. Der Bau einer solchen Brücke erfordert große Erfahrung und eine entsprechende Anzahl von Präzisions-Normalien, womit sowohl die Genauigkeit der einzelnen Brückenglieder als auch die der gesamten Brücke überprüft werden kann. In einer solchen Brücke spielen neben den Präzisions-Einzelwiderständen auch die Kontaktwiderstände in den Schaltern und Stöpselleisten sowie die Leitungs- und Isolationswiderstände eine so bedeutende Rolle, daß der Eigenbau nur zu empfehlen ist, wenn alle technischen Voraussetzungen hierfür auch tatsächlich gegeben sind. Folgende Ausführungen erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Es werden jedoch die wichtigsten Schaltungsgrundsätze beschrieben und dabei die Kontakt-, Leitungs- und Isolationswiderstände besonders berücksichtigt.

Bild 116 zeigt eine allgemein angewandte Schaltanordnung einer Präzisions-Wheatstonemeßbrücke. Der Vergleichswiderstand R besteht aus fünf Dekaden mit den Stufen 10 × 1, 9 × 10, 9 × 100, 9 × 1000 und 9 × 10 000 Ω. Die Regelbarkeit erstreckt sich damit bis 100 000 Ω in Stufen von 1 Ω. Die Verzweigungswiderstände a und b werden durch Stöpsel geschaltet und bestehen aus zwei Widerstandsreihen mit je 1, 10, 100 und 1000 Ω. Das Brückenverhältnis a/b ist damit auf $^1/_{1000}$, $^1/_{100}$, $^1/_{10}$, $^1/_1$, $^{10}/_1$, $^{100}/_1$ und $^{1000}/_1$ einstellbar. Der zu messende Widerstand R_x errechnet sich bei abgeglichener Brücke aus $R_x = R\,a/b$.

Die untere Meßbereichgrenze ergibt sich aus der Forderung, daß R mindestens um einen so kleinen Prozentsatz veränderbar sein muß, der der geforderten prozentualen Bestimmbarkeit von R_x entspricht. Das heißt, daß sich R z. B. um mindestens ± 0,1 % des eingestellten Wertes verändern lassen muß, wenn R_x mit einer Genauigkeit von ± 0,1 % bestimmt werden soll. Dies ist in vorliegender Brücke mit R = 1000 Ω möglich. Die untere Meßbereichgrenze liegt somit bei 1000 ($^1/_{1000}$) = 1 Ω. Die obere Meßbereichgrenze ergibt sich aus dem Höchstwert von R und a/b; sie liegt somit bei 100 000 ($^{1000}/_1$) = 100 000 000 Ω = 100 MΩ. In diesen beiden Brückenverhältnissen, in denen einmal a, einmal b 1 Ω betragen, sind die Kontaktwiderstände zwischen den Verzweigungswiderständen am schwierigsten zu beherrschen, da sie mit a bzw. b in Reihe liegen und so das Verhältnis a/b erheblich fälschen können. Bei älteren Meßbrücken nach dieser Bauart treten zuweilen Übergangswiderstände bis zu einigen mΩ auf, wodurch die präzise Messung kleiner und großer Widerstände unmöglich wird. Bei neueren Konstruktionen mit gefederter Stöpselleiste und sorgfältig angepaßter Stöpselform ist es jedoch gelungen, den Übergangswiderstand auf etwa 0,1 mΩ herabzudrücken. Die dadurch bedingte Fälschung des Brückenverhältnisses bleibt dann (± 0,01 % bei a = 1 Ω) vernachlässigbar klein.

Je nach räumlicher Anordnung der Verzweigungswiderstände ist es nicht immer möglich, die niederohmigen Widerstände (1 Ω und 10 Ω) schon vor dem Einbau auf den endgültigen Nennwert genau abzugleichen. Vielmehr müssen dabei auch die nach dem Einbau sich ergebenden Leitungswiderstände mit berücksichtigt werden.

Nach Bild 116 werden die Leitungen c, d, e und f aus starkem Manganindraht ausgeführt und in den Nennwert der Widerstände vor dem Einbau eingeeicht. Den Widerstand der Leitung g eicht man in den ersten Widerstand der 10 × 1-Ω-Dekade ein. Die übrigen Leitungswiderstände spielen bei Verwendung starken Schaltdrahtes keine Rolle. Besondere Beachtung erfordern jedoch die Verbindungspunkte, die so ausgeführt werden müssen, wie in Bild 116 veranschaulicht.

Eine weitere Schwierigkeit bereitet die Beherrschung der Isolationswiderstände, die, wenn sie ungenügend hoch sind und hochohmigen Brückengliedern parallel liegen, eine erhebliche Verschlechterung der Meßgenauigkeit bewirken können. Besonders schwierig ist hierbei die Behebung des Nebenschlußfehlers, bedingt durch den Isolationswiderstand zwischen den R_x-Anschlußklemmen. Soll dadurch die Meßgenauigkeit bei der Messung eines R_x = 100 MΩ nicht mehr als 0,1% verschlechtert werden, so hat diese Forderung zwischen den R_x-Anschlüssen einen Isolationswiderstand von 100 000 MΩ zur Bedingung. Und zwar auch in dauernd feuchter Atmosphäre, bei dauernd intensiver Beleuchtung des Isoliermaterials und nach Ansatz einer geringen Staubschicht. Um diese Bedingung wenigstens weitgehend zu erfüllen, baut man die R_x-Anschlußklemmen auf eine Platte aus hochwertigem poliertem Hartpapier (Superpertinax) auf. Früher verwendete man Hartgummi. Dieser Isolierstoff hat zwar einen außergewöhnlich hohen Isolationswiderstand, er scheidet jedoch bei längerer intensiver Beleuchtung Schwefel aus, wodurch eine starke Herabsetzung des Isolationswiderstandes auftritt. Zum Schutz gegen Staub (und bei Verwendung von Hartgummi gegen Licht) kann die Isolierplatte durch eine Haube geschützt werden, in die eine Bohrung vorgesehen wird, durch die die spannungführende Meßklemme gerade noch frei herausragt.

Die Umschaltung des Brückenverhältnisses a/b nach Schaltung Bild 116 hat (zur Erzielung optimaler Meßempfindlichkeit) mitunter wohl den Vorteil, daß z. B ein Verhältnis a/b = 100 sowohl mit a = 100 Ω und b = 1 Ω, als auch mit a = 1000 Ω und b = 10 Ω hergestellt werden kann. Die Bedienung der Stöpsel erweist sich jedoch als umständlich, wenn man die eines Drehschalters zum Vergleich heranzieht. Der hohe Zeitaufwand fällt besonders ins Gewicht, wenn bei Reihenmessungen das Verhältnis a/b geändert wird.

Eine Schaltung, die das Brückenverhältnis sehr einfach mit einem Drehschalter umzuschalten gestattet, zeigt **Bild 117.** Der besondere Vorteil besteht darin, daß Übergangswiderstände zwischen den Verzweigungswiderständen überhaupt nicht vorhanden sind und auch nie auftreten können. Alle Verzweigungswiderstände liegen untrennbar in Reihe. Die Änderung des Brückenverhältnisses a/b geschieht durch Umschalten des Einspeisungspunktes. Ein weiterer Vorteil dieser Anordnung ist, daß an Stelle eines Meßschalters ein normaler Stufenschalter verwendet werden kann, da die in ihm auftretenden Übergangswiderstände nur mit der Speisestromquelle in Reihe liegen und daher bedeutungslos sind. Der Isolationswiderstand zwischen den Schaltkontakten muß jedoch entsprechend hoch sein, damit der größte Verzweigungswiderstand nicht mehr als etwa 0,01 % gefälscht wird. Bei Verwendung eines Schalters mit 2 × 7 Kontakten kann gleichzeitig die Höhe der Speisespannung umgeschaltet und so dem jeweiligen Brückenverhältnis optimal angepaßt werden. Für die Bemessung der Widerstände a und b gilt:

Der untere Verzweigungswiderstand ist

$$b = \frac{a + b}{n + 1},$$

wobei n das gewünschte Brückenverhältnis a/b darstellt. Der obere Widerstand ist

$$a = (a + b) - b.$$

Für das größte Verhältnis a/b = 1000/1 und mit a + b = 10 000 Ω wird

$$R_1 = \frac{10\,000}{1000 + 1} = 9{,}99\,000\,999\ \Omega.$$

Von den übrigen Verzweigungswiderständen müssen nur R_2, R_3 und R_4 berechnet werden. Die Größen der anderen sind für vorliegende Brückenverhältnisse ja spiegelbildlich. So ist $R_1 = R_8$, $R_2 = R_7$, $R_3 = R_6$ und $R_4 = R_5$. Entsprechend dem Verhältnis a/b = 100/1 wird

$$R_1 + R_2 = \frac{10\,000}{100 + 1} = 99{,}0099\ \Omega,$$

und $$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = \underline{89{,}0199\ \Omega}$$

Weiterhin ist

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{10\,000}{10 + 1} = 909{,}0909\ \Omega,$$

$$R_3 = (R_1 + R_2 + R_3) - (R_1 + R_2) = \underline{810{,}081\ \Omega},$$

$$R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = \frac{10\,000}{1 + 1} = 5000\ \Omega,$$

$$R_4 = (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) - (R_1 + R_2 + R_3) = \underline{4090{,}909\ \Omega}.$$

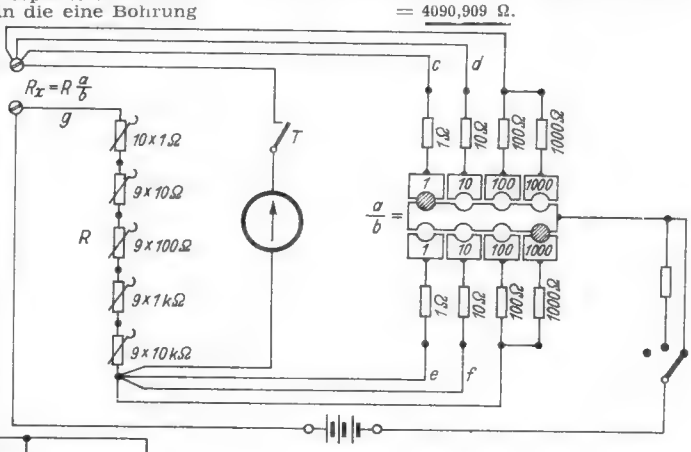


Bild 116. Vollständige Schaltung einer Präzisions-Stöpselmeßbrücke

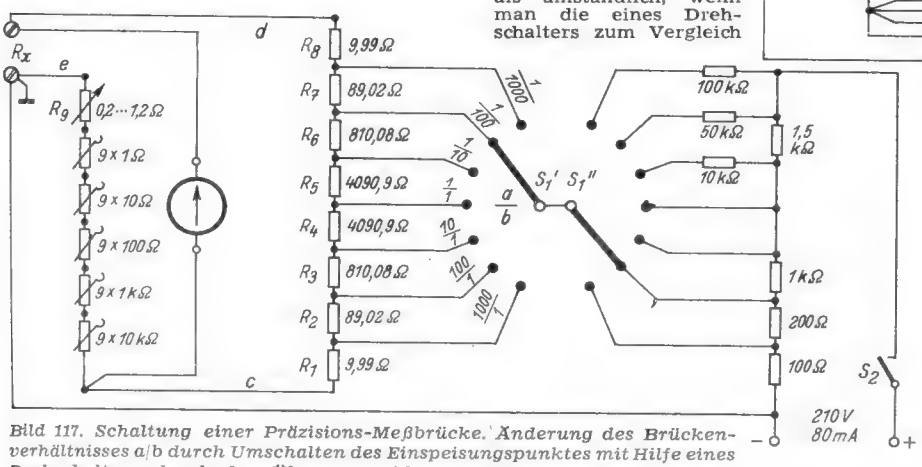


Bild 117. Schaltung einer Präzisions-Meßbrücke. Änderung des Brückenverhältnisses a/b durch Umschalten des Einspeisungspunktes mit Hilfe eines Drehschalters, durch den Übergangswiderstände zwischen den Verzweigungswiderständen a - b völlig vermieden werden

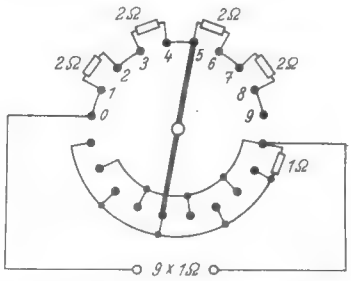
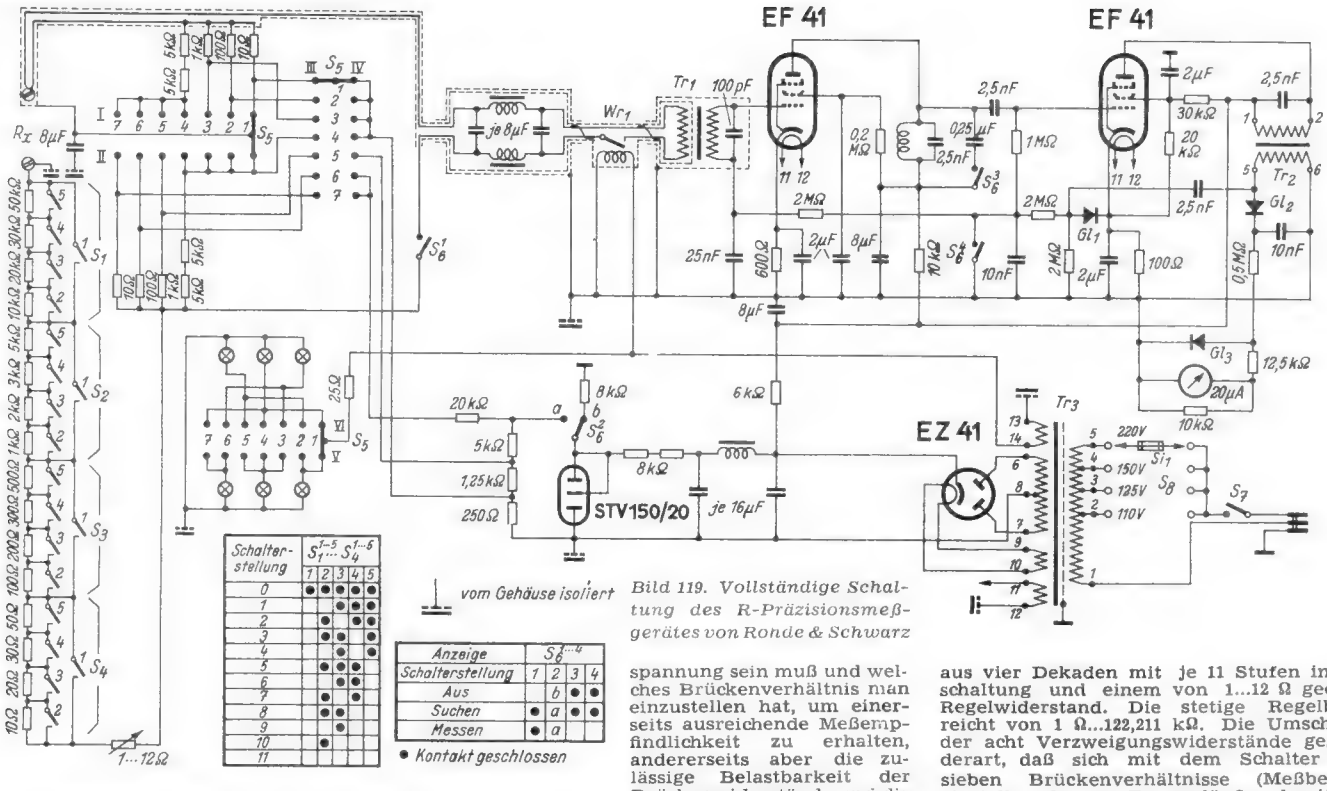


Bild 118. Widerstandsdekade nach Siemens & Halske



Schalterstellung	S_1^{1-5} ... S_4^{1-6} 1	2	3	4	5
0	●	●	●	●	●
1			●	●	●
2		●		●	●
3		●	●		●
4			●	●	●
5		●	●	●	
6			●	●	
7		●		●	
8		●	●		
9			●		
10		●			
11					

Anzeige	$S_6^{1...4}$			
Schalterstellung	1	2	3	4
Aus		b	●	●
Suchen	●	a	●	●
Messen	●	a		

● Kontakt geschlossen

Bild 119. Vollständige Schaltung des R-Präzisionsmeßgerätes von Ronde & Schwarz

In der Schaltung **Bild 117** sind diese Rechnungswerte so abgerundet, daß der Fehler des Verhältnisses a/b in den Grenzen von ± 0,0003 % liegt. Von den Verbindungsleitungen werden c in R_1, d in R_8 und e in den von 0,2...1,2 Ω geeichten Schleifdraht-Regelwiderstand R_9 eingeeicht. Außer diesem Regler besteht der Vergleichswiderstand aus fünf Drehschalter-Meßwiderständen mit Stufen zu 9 × 1 Ω, 9 × 10 Ω, 9 × 100 Ω, 9 × 1 kΩ und 9 × 10 kΩ. Bei genauer Eichung des Schleifdrahtwiderstandes R_9 erstreckt sich der Meßbereich von 0,1 Ω...100 MΩ.

Auch für diese Brücke ist als Nullanzeiger eine Kombination der Umformerstufe nach **Bild 115** mit dem Spannungsanzeiger nach Schaltung Bild 90 verwendbar. Man erreicht damit für den ganzen Meßbereich eine völlig ausreichende Meßempfindlichkeit.

Für die Dedaken des Vergleichswiderstandes kommen nur sehr stabile Meßschalter in Betracht. Der Übergangswiderstand je Schaltkontakt soll auch nach längerer Beanspruchung einen Betrag von etwa 1 mΩ nicht überschreiten. Vielfach wird je Dekade ein Schalter mit 11 Stufen und 11 gleichen Widerständen verwendet. Man kann jedoch bei Verwendung eines Schalters mit 2 × 9 Stufen auch eine Sparschaltung nach **Bild 118** anwenden, die mit nur 4 Widerständen zu 2 Ω und einem zu 1 Ω, bzw. dem entsprechenden dekadischen Vielfachen davon, das 1- bis 9fache der Dekadeneinheit einzustellen gestattet. Eine Schaltanordnung, die es bei Verwendung eines Nockenschalters erlaubt, mit nur vier Widerständen zu 10 Ω, 20 Ω, 30 Ω und 50 Ω das 1- bis 11fache der Dekadeneinheit einzustellen, geht aus der Schaltung **Bild 119** eines R-Präzisionsmeßgerätes (Rohde u. Schwarz) hervor.

d) Direkt zeigendes R-Präzisionsmeßgerät

Die Zusammenstellung und Bedienung eines Meßaufbaues, bestehend aus Stromquelle, Meßbrücke und Nullstromanzeiger, ist verhältnismäßig zeitraubend. Es gilt zunächst zu überlegen, wie hoch die Speisespannung sein muß und welches Brückenverhältnis man einzustellen hat, um einerseits ausreichende Meßempfindlichkeit zu erhalten, andererseits aber die zulässige Belastbarkeit der Brückenwiderstände und die von R_x nicht zu überschreiten. Ist R_x nicht schon näher bekannt, dann muß man während der Brückenabgleichung entweder die Höhe der Speisespannung oder die Empfindlichkeit des Nullstromanzeigers erst stufenweise erhöhen, wenn dieses elektrisch und mechanisch sehr empfindliche Gerät nicht gefährdet werden soll. Sodann muß man die Dekadenwerte von R zusammenzählen und die Rechnung R_x = R a/b ausführen.

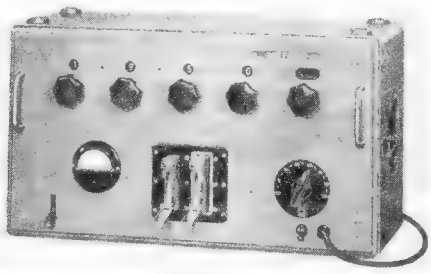


Bild 120. R-Präzisionsmeßgerät von Rohde & Schwarz

Bild 119 zeigt die vollständige Schaltung eines modernen R-Präzisionsmeßgerätes, das die eben erwähnten Umständlichkeiten völlig umgeht. Es enthält alle zur Brücke gehörigen Geräte in Form eines geschlossenen Meßgerätes (**Bild 120**) für Netzbetrieb. Die Bedienung ist so vereinfacht, daß auch Anlernkräfte eine bisher unerreichte Meßgeschwindigkeit erzielen. R_x wird angeschlossen, der Meßbereichschalter bis zu dem Bereich der kleinsten Nullspannungsanzeige durchgedreht, und der Vergleichswiderstand für vollkommenen Brückenabgleich eingeregelt. Der Ohmwert von R_x ist sodann direkt in Ω, kΩ oder MΩ bis zu 6 Stellen ablesbar. Der Meßbereich erstreckt sich von 0,01 Ω...100 MΩ; die Meßgenauigkeit beträgt ± 0,1% ± 1 mΩ von 0,01 Ω...10 MΩ und ±0,5% im Bereich 10...100 MΩ. Die Messung eines völlig unbekannten R_x erfordert einschließlich Ein- und Ausklemmen einen Zeitaufwand von rund 25 Sekunden. Die Meßobjektbelastung beträgt maximal 5 mW.

Das Gerät arbeitet grundsätzlich folgendermaßen: Aus dem stabilisierten Netzteil wird die Präzisions-Wheatstonebrücke mit einer dem jeweiligen Brückenverhältnis angepaßten Gleichspannung gespeist, und der in der Meßdiagonale auftretende Gleichstrom nach dem symmetrischen Tiefpaß durch den Zerhacker Wr_1 in Gleichstromimpulse umgeformt. Diese synchron mit der Netzfrequenz periodisch auftretenden Stromstöße durchfließen die Primärwicklung des Resonanzübertragers Tr_1 und regen den sekundärseitig auf 4 kHz abgestimmten Resonanzkreis zu gedämpften Schwingungen an. Diese Tonfrequenzspannung wird nun in dem zweistufigen Resonanzverstärker beträchtlich verstärkt, die Ausgangswechselspannung gleichgerichtet und mit einem Drehspulstrommesser normaler Bauart angezeigt. Durch die verzögerte automatische Regelung beider Verstärkerstufen ist die Anzeige bei kleinem Diagonalstrom linear, bei größerem logarithmisch. Es wird ein Anzeigebereich von etwa sechs Zehnerpotenzen erfaßt. Eine Überlastung des Stromanzeigers ist durch die logarithmische Verstärkungsregelung sowie durch die für den jeweiligen Meßbereich begrenzte Brückenspeisespannung völlig ausgeschlossen. Die Meßempfindlichkeit beträgt im linearen Teil des Anzeigebereiches durchschnittlich 0,02 % für die Meßbereiche von 0,1 Ω...10 MΩ und etwa 0,1% für den Bereich 10...100 MΩ. Der Vergleichswiderstand besteht aus vier Dekaden mit je 11 Stufen in Sparschaltung und einem von 1...12 Ω geeichten Regelwiderstand. Die stetige Regelbarkeit reicht von 1 Ω...122,211 kΩ. Die Umschaltung der acht Verzweigungswiderstände geschieht derart, daß sich mit dem Schalter S_5/I/II sieben Brückenverhältnisse (Meßbereiche) einstellen lassen. Zwangsläufig damit wird über den Schalter S_5/III/IV im jeweiligen Meßbereich immer an der Seite von S_5/I/II eingespeist, an der sich der kleinere Verzweigungswiderstand befindet. Dadurch liegt der Übergangswiderstand von S_5/I/II im ungünstigsten Fall mit einem Verzweigungswiderstand zu 1 kΩ in Reihe und kann vernachlässigt werden.

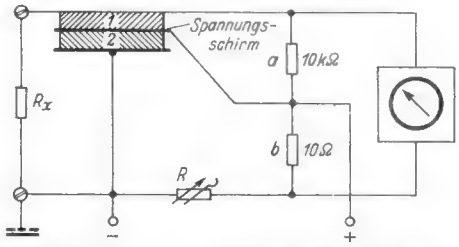


Bild 121. Spannungsschirmschaltung in der Brücke nach Bild 119

Günstig gelöst ist die Beseitigung des Nebenschlußfehlers, der üblicherweise durch den Isolationswiderstand zwischen den R_x-Anschlußklemmen verursacht wird. **Bild 121** zeigt hierzu die grundsätzliche Schaltanordnung mit a = 10 kΩ und b = 10 Ω, entsprechend dem Bereich 10...100 MΩ. Eine R_x-Klemme liegt an der allgemeinen Minusleitung, die andere wird isoliert (1) auf einem mit der positiven Speisespannung verbundenen Spannungsschirm aufgebaut, der gegen die Minusleitung isoliert (2) ist. Die Montageplatten aller Schaltglieder (Tiefpaß usw.) befinden sich ebenfalls auf dem Potential der positiven Speisespannung, und sind mit der Meßdiagonale galvanisch verbunden. Der Isolationswiderstand zwischen Meßklemme und Spannungsschirm liegt so dem Verzweigungswiderstand a = 10 kΩ parallel, während sich der Isolationswiderstand zwischen Spannungsschirm und Minusleitung parallel zur Speisediagonale befindet. Wie man sieht, muß hier der Isolationswiderstand (1) nur die Bedingung erfüllen, daß a = 10 kΩ nicht mehr als etwa 0,05% gefälscht wird. Dies entspricht einem Isolationswert von rund 20 MΩ, ein Betrag, der bei Verwendung eines hochwertigen Isoliermaterials auch unter ungünstigen klimatischen Bedingungen unschwer zu halten sein wird.

Damit nach ausgeführtem Nullabgleich das Meßergebnis unmittelbar in Ω, kΩ bzw. MΩ abgelesen werden kann, ist mit dem Meßbereichschalter der Schalter S_5/V/VI gekuppelt, der in jedem der sieben Meßbereiche je zwei Lämpchen einschaltet. Eines davon schaltet sich in die fünfstellige Zahl des Vergleichswiderstandes als leuchtendes Komma ein, ein anderes zeigt in einem Fensterchen die der Zahl entsprechende Dimension Ω, kΩ bzw. MΩ an. (Forts. folgt) Ing. J. Cassani

Einführung in die Fernseh-Praxis

5. Folge: Netzteile für Fernsehgeräte

Im fünften Teil dieser Beitragsreihe setzt der Verfasser die Ausführungen über Netzteile für Fernsehgeräte fort und behandelt die wichtigen Oszillator-Netzgeräte ausführlich.

Einfache Wechselstrom-Netzgeräte

Der einfachste, aber nicht der beste Weg führt über die normalen Wechselstrom-Netzgeräte. Diese Anordnungen waren besonders in früheren Jahren üblich und unterscheiden sich nicht von den Gleichrichterschaltungen der Rundfunktechnik. Im Hinblick auf die minimale Belastung und die hohe Gleichspannung kommt man mit Einweggleichrichtung und sehr kleinen Lade- und Siebkondensatoren aus. Höhere Ströme als höchstens 1 mA werden dem Gleichrichter nicht entnommen. Die Kapazitäten brauchen Werte von 0,1 µF nicht zu überschreiten, an Stelle einer Siebdrossel genügt ein ohmscher Widerstand von etwa 0,1 MΩ. Mit diesen Angaben sind solche Gleichrichter zur Genüge beschrieben. Sie haben mehrere Nachteile: Erstens benötigt man Hochspannungs-Sondertransformatoren für Netzfrequenz, die mit großer Sorgfalt gewickelt werden müssen und daher recht teuer sind. Zweitens speichert sich in den Lade- und Siebkondensatoren bei Spannungen von mehreren Kilovolt ein so großer Betrag elektrischer Arbeit auf, daß eine Berührung der Klemmen mit der Hand unmittelbar lebensgefährlich ist. Man kann ja die Größe der Kondensatoren aus Siebgründen nicht beliebig unterschreiten. Deshalb und auch aus anderen Gründen hat man nach besseren Lösungen gesucht und solche auch im Laufe der Zeit gefunden.

Spannungsvervielfacher-Schaltungen

Eine Zwischenlösung zur Erzeugung der Hochspannung stellen die Vervielfacher-Schaltungen dar. Man verwendet Netztransformatoren mit Sekundärwicklungen, die nur einen Bruchteil der endgültig benötigten Hochspannung abgeben müssen. Die Sekundärspannung wird in Anordnungen nach Greinacher oder Delon vervielfältigt. Den einfachsten Fall einer Spannungsverdoppler-Schaltung zeigt **Bild 14.** Die Wechselspannung U gelangt über zwei gegenläufig geschaltete Dioden D_1 und D_2 auf die beiden Kondensatoren C_1 und C_2. Während der positiven Halbwelle wird C_1 über D_1, in der negativen Halbwelle dagegen C_2 über D_2 geladen. Beide Spannungen liegen in Reihe, so daß sich als Gesamtausgangsspannung eine Gleichspannung von der Größe $2\,U\sqrt{2}$ ergibt, falls die Belastung vernachlässigt werden kann. In analoger Weise sind Verdreifacher- oder Vervierfacherstufen denkbar. Als Vorteil ist lediglich der billigere Transformator anzuführen. Nachteilig bleibt nach wie vor die Berührungsgefahr, aber auch der mit dem Vervielfachungsfaktor steigende Aufwand. Deshalb haben solche Stufen, wenigstens für die Netzfrequenz, in der Fernsehtechnik nur noch geringe Bedeutung.

Rücklauf-Netzgeräte

Die sogenannten Rücklauf-Netzgeräte nützen die hohe Spitzenspannung, die beim Rücklauf des Zeilenkippstromes im Zeilentransformator auftritt, zur Hochspannungserzeugung aus. Man greift zu diesem Zweck die Spannung am Transformator ab und führt sie einem Gleichrichter zu, der unter Zuhilfenahme einfacher Siebglieder die gewünschte Spannung zur Verfügung stellt. In Verbindung mit dieser Anordnung gibt es recht interessante Schaltungen zur Energierückgewinnung. Durch diese Maßnahmen konnten die Rücklauf-Netzgeräte im Laufe der Jahre so vervollkommnet werden, daß wir sie heute in vielen modernen Fernseh-Empfängern antreffen. Sie stellen zweifellos die wirtschaftlichste Methode der Hochspannungsgewinnung dar. Da wir jedoch vorerst von Kippschaltungen noch nicht sprechen, die Rücklauf-Netzgeräte aber nur in diesem Zusammenhang richtig zu verstehen sind, wollen wir die Behandlung dieser Anordnungen und ihre praktische Untersuchung auf später verschieben.

Impuls-Netzgeräte

Die Impuls-Netzgeräte sind mit den Rücklauf-Netzgeräten verwandt. Ihnen liegt der Gedanke zugrunde, die mit einer Kippschaltung erzeugten impulsförmigen Spannungsstöße zu verstärken und anschließend auf eine Siebkette zu geben. Ein Gleichrichter erübrigt sich in vielen Fällen, weil die Impulse stets unipolar gerichtet sind. Auch diese Methode ist sehr elegant; man verwendet in der Praxis eine getrennte Kippschaltung, deren Frequenz mit der Zeilenfrequenz des Fernseh-Zeilenkippgerätes synchron läuft. Darauf folgt ein Verstärker, ein Aufwärtstransformator, eventuell ein Gleichrichter und dann die Siebkette. Auch auf diese Einrichtungen kommen wir erst später bei der Behandlung der Kippschaltungen zurück.

Für Versuchszwecke haben die beiden vorstehend kurz erwähnten Hochspannungsgeneratoren einige Nachteile. Das Rücklauf-Netzgerät liefert nur dann die Hochspannung für die Bildröhre, wenn die gesamte Ablenkapparatur in Betrieb ist. Nimmt man außerdem während des Betriebes irgendwelche Änderungen an den Daten der Kippschaltung vor, so ist damit gewöhnlich auch eine Änderung der erzeugten Hochspannung verbunden. Diese gegenseitige Abhängigkeit wirkt sich bei Versuchen sehr störend aus, so daß man lieber zu Hochspannungsquellen greifen sollte, deren Spannung keine Abhängigkeit von den sonstigen Daten des Fernseh-Gerätes aufweist. Beim Impuls-Netzgerät kommt dieser Nachteil zwar in Fortfall; dagegen können die sehr steilen, im Betrieb auftretenden Spannungsstöße unerwünschte Störungen im Fernsehbetrieb hervorrufen, nämlich dann, wenn das Kippgerät des Hochspannungsgenerators nicht synchron mit der Zeilenfrequenz läuft; Störungen ergeben sich auch dann, wenn zwar Synchronismus vorhanden ist, wenn jedoch die Phasenlage zwischen beiden Spannungskomponenten nicht stimmt. Mit beiden Möglichkeiten muß man bei Versuchen stets rechnen, so daß sich derartige Generatoren im Laboratorium — so groß ihre Brauchbarkeit im praktischen Fernsehbetrieb auch sein mag — weniger empfehlen.

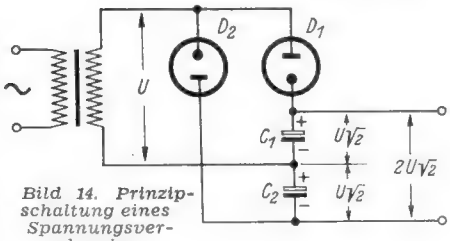


Bild 14. Prinzipschaltung eines Spannungsverdopplers

Oszillator-Netzgeräte

Oszillator-Netzgeräte werden ebenfalls in modernen Fernseh-Anordnungen gern verwendet. Sie beruhen auf einem recht einfachen Gedanken: Man speist einen Sinus-Generator mit einer Eigenfrequenz von 50...100 kHz aus einer Niederspannungsquelle. Die erzeugte Hochfrequenz von wenigen hundert Volt wird in einem Resonanztransformator auf mehrere Kilovolt heraufgesetzt, anschließend gleichgerichtet und schließlich gesiebt. Auf diese Weise erhält man eine reine Gleichspannung in der gewünschten Höhe.

An sich mag dieses Prinzip etwas umständlich erscheinen. Wenn man jedoch bedenkt, daß man mit einer solchen Anordnung die wichtigsten Nachteile der Netzgleichrichter mühelos umgeht, so erkennt man sofort die große praktische Bedeutung der Oszillator-Netzgeräte. Sie liefern zunächst eine Gleichspannung, deren Höhe von experimentellen Eingriffen in das Fernsehgerät selbst nicht beeinflußt werden kann. Deshalb sind sie für Laboratoriumszwecke besonders geeignet. Weiterhin brauchen die Lade- und Siebkondensatoren im Hinblick auf die hohe Betriebsfrequenz nur sehr kleine Werte zu haben. Kapazitäten von 200...1000 pF genügen vollkommen. Dadurch wird die Berührung der Anschlußklemmen für die Hochspannung vollkommen gefahrlos, denn die sich einstellenden Ströme sind im Hinblick auf die kleinen Kapazitäten und den hohen Innenwiderstand des Netzgerätes außerordentlich gering. Vom wirtschaftlichen Standpunkt aus ist eine derartige Schaltung ebenfalls zu begrüßen, denn man kommt mit gewöhnlichen Rundfunk-Netztransformatoren, zum größten Teil sogar mit gewöhnlichen Rundfunk-Einzelteilen für die sonstigen Schaltorgane aus. Deshalb eignet sich ein Oszillator-Netzgerät für unsere Zwecke am besten, auch wenn es auf den ersten Blick ein wenig kompliziert aussieht.

Bei dieser Gelegenheit sei übrigens bemerkt, daß bei den Rücklauf- und Impuls-Netzgeräten auch keine Berührungsgefahr besteht, da die hohe Zeilenfrequenz ebenfalls das Arbeiten mit kleinen Ladekapazitäten gestattet. Für Versuchszwecke dürfte jedoch aus den oben angeführten Gründen dem Oszillator-Netzgerät der Vorzug zu geben sein. Die hohe Spannung der Hochfrequenz bildet zwar ebenfalls — das soll hier nicht verschwiegen werden — wie bei den Kippgeräten eine Gefahr für das Auftreten von Störungen; in Betriebs-Fernsehgeräten schneiden sogar die Rück-

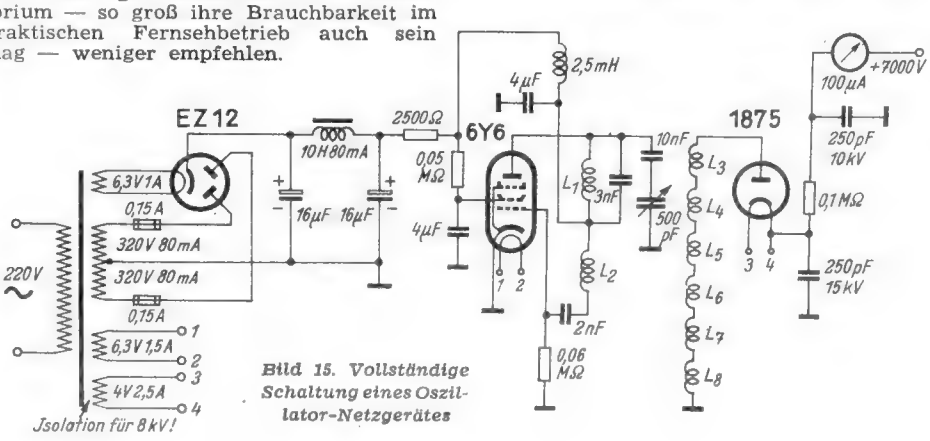
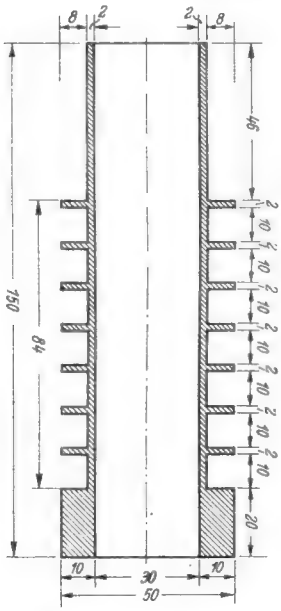
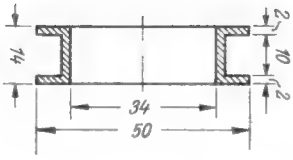


Bild 15. Vollständige Schaltung eines Oszillator-Netzgerätes



Links: Bild 16. Maßstäbliche Skizze des Trägerkörpers für den Resonanztransformator



Rechts: Bild 17. Skizze des Trägerkörpers für die Primärspule

lauf- und Impulsgeräte besser ab, weil die Störungen nur während der Strahlverdunkelung auftreten und auf das eigentliche Fernsehbild daher überhaupt keinen Einfluß nehmen können. Ihre Nachteile für Versuchszwecke wurden jedoch bereits erwähnt, und die störenden Streuungen eines Oszillator-Netzgerätes können durch Abschirmmaßnahmen leichter verhindert werden als die Störungen durch steile Impulse. Die Oszillatorfrequenz ist ja annähernd sinusförmig, so daß die Oberwellen nur kleine Amplituden haben. Bei steilen Impulsen dagegen treten noch Oberwellen höchster Ordnungszahl mit ganz erheblichen Intensitäten auf, so daß bei nichtsynchronem Betrieb Störungen der Zf-Stufen des Fernseh-Gerätes viel leichter zu erwarten sind.

In den nachstehenden Zeilen geben wir nun die genaue Beschreibung eines Oszillator-Netzgerätes, wie es im Laboratorium des Verfassers verwendet wird. Die Schaltung zeigt **Bild 15.** Zunächst ist ein normaler 50-Hz-Netzteil zu sehen, der aus einem geeigneten Transformator mit den angegebenen Daten, einer einfachen Siebkette und einer Gleichrichterröhre EZ 12 besteht. Man könnte den in den folgenden Zeilen beschriebenen Oszillator übrigens auch mit einer reinen Wechselspannung speisen und die Aussiebung der Netzfrequenz erst hochspannungsseitig vornehmen. Dieses Vorgehen erscheint jedoch komplizierter und unwirtschaftlicher als die Anwendung eines bereits gesiebten Gleichstromgenerators.

Wir betrachten nun die Schaltung des Oszillators von Bild 15. Als Oszillatorröhre dient eine 6 Y 6, die ohne weiteres durch einen deutschen Paralleltyp, etwa eine AL 5 oder EL 12, ersetzt werden kann. Der Oszillator selbst arbeitet in Dreipunktschaltung und besteht aus der Schwingkreisspule L_1, der eine Festkapazität von 3000 pF in Verbindung mit einer Regelkapazität von 500 pF parallel liegt. Der Kondensator von 10 000 pF ist lediglich aus Sicherheitsgründen vorgesehen. Die Spule L_2 ist die Rückkopplungsspule. Die Erzeugung der Gittervorspannung erfolgt in normaler Weise durch den auftretenden Gittergleichstrom. Die Anode wird über eine Drossel von 2,5 mH gespeist. Sowohl das Schirmgitter als auch die Anode sind nochmals mit Hilfe zweier Kondensatoren von je 4 µF abgeblockt, wodurch sich in Verbindung mit dem gemeinsamen Vorwiderstand von 2500 Ω eine zusätzliche Siebung ergibt.

Die Spulen L_1 und L_2 sind nun mit einem später noch näher zu erläuternden Kopplungsgrad mit einer Spulenkette L_3...L_8 gekoppelt und können als Primärspulen, die soeben erwähnte Spulenkette als Sekundärspulen eines Resonanztransformators aufgefaßt werden. Während an der Schwingkreisspule L_1 eine hochfrequente Spannung von wenigen hundert Volt herrscht, entsteht an den Enden der sekundären Spulenkette eine Spannung bis zu 7 kV. Als Grundlage für die Bemessung des Resonanztransformators gelten folgende Überlegungen: Die Sekundärseite muß im Interesse einer großen Resonanzüberhöhung ein möglichst kleines C/L-Verhältnis haben. Man erreicht das durch Vermeidung jeder zusätzlichen sekundären Kapazität, bemißt also die Spule so, daß sie in Verbindung mit ihren natürlichen Kapazitäten und der schädlichen Kapazität der angeschlossenen Schaltorgane bei der Betriebsfrequenz in Resonanz gerät. Da sich die Betriebsfrequenz durch entsprechende Bemessung des primären Schwingungskreises frei wählen läßt — im vorliegenden Fall beträgt sie etwa 100 kHz — liegen die Daten der sekundären Spulenkette grundsätzlich fest. Da man aber über die Eigenkapazität der Hochspannungsspulen kaum Voraussagen machen kann, sind einige Vorversuche unvermeidlich, die mitunter erhebliche Mengen Kupferdraht erfordern. Diese Versuche können wir unseren Lesern durch die genaue Angabe der teils empirisch, teils rechnerisch ermittelten Verhältnisse ersparen. In **Bild 16** ist zunächst eine maßstäbliche Skizze des sekundären Trägerkörpers des Resonanztransformators wiedergegeben. Es handelt sich um einen zylindrischen Körper aus gutem und vor allem verlustfreiem Isoliermaterial (bei der Versuchsausführung wurde Leukorit verwendet, dessen elektrische Eigenschaften auch schon bei 100 kHz nicht sonderlich sind), der an der Drehbank eine mechanische Bearbeitung gemäß Bild 16 erfährt. Man dreht den Körper am besten aus einem vollen Rundstück und erhält auf diese Weise sieben getrennte Kammern, die sich zur Aufnahme der vorstehend beschriebenen sekundären Spulenkette gut eignen. Die Abmessungen gehen aus der Skizze genau hervor. Die Spulen L_1 und L_2 werden in einem Zusatzkörper nach **Bild 17** untergebracht. Die Bohrung dieses Körpers ist so bemessen, daß er sich auf der oberen Seite des Trägerkörpers nach Bild 16 leicht hin- und herschieben läßt.

Wir geben nun nachstehend die Wickeldaten an: Die Spule L_1 erhält 100 Windungen Volldraht CuSS mit 0,25 mm Durchmesser und wird zuunterst auf den Trägerkörper nach Bild 17 gewickelt. Darauf folgt gleichsinnnig die Spule L_2 mit 25 Windungen desselben Drahtes. Die Mittelanzapfung wird gut isoliert herausgeführt. Zur Herstellung der Sekundärspule werden 6...7 Kammern mit je 450 Windungen Volldraht 0.2 mm CuSS gleichsinnig bewickelt. Es muß jeweils das Ende der einen mit dem Anfang der nächsten Teilspule verbunden werden. Wichtig ist eine ausgezeichnete Isolation der Zuführung zum unteren Ende der Spule, denn an jeder Teilspule entstehen Spannungen bis maximal 1 kV, die eine gute Isolation verlangen. Es genügt, wenn die Zuleitung in mehrere Lagen Ölpapier eingehüllt wird.

Wird die vorstehend beschriebene Bemessung eingehalten, so ergibt sich ein sehr brauchbarer Resonanztransformator; die Eigenfrequenz der Sekundärwicklung liegt in Verbindung mit der natürlichen Spulenkapazität bei rund 100 kHz.

Die weiteren Einzelheiten der Schaltung nach Bild 15 sind verhältnismäßig einfach. Das eine Ende der Spulenkette liegt an Masse, während das andere Ende mit der Anode einer Hochspannungs-Gleichrichterröhre verbunden wird. Es gibt Gleichrichterröhren mit besonders schwachem Heizstrom, die unmittelbar aus dem Hochfrequenztransformator geheizt werden können. Man braucht für diesen Zweck lediglich einige wenige Windungen Kupferdraht von etwa 1 mm Durchmesser auf dem Trägerkörper des Resonanztransformators anzuordnen; die induzierte Spannung reicht für die Heizung des Röhrenfadens aus. Dadurch spart man eine sonst erforderliche Heizwicklung auf dem Netztransformator, was sehr erwünscht ist, denn diese Wicklung muß gegen den Nullpunkt hochspannungssicher sein. Da jedoch derartige Röhren nur ausnahmsweise zur Verfügung stehen werden, muß man sich meistens anders helfen. Der Verfasser verwendet z. B. eine Philips-Gleichrichterröhre vom Typ 18 75, die aus einer zusätzlichen Netzwicklung von 4 Volt geheizt wird[1]). Stellt man sich den Transformator selbst her, so muß man die Heizwicklung durch mindestens 10 Lagen guten Ölpapiers von den übrigen Wicklungen isolieren, die Wicklung als oberste anbringen und außerdem dafür sorgen, daß die einzelnen Windungen gegen den Transformatorkern gut isoliert sind. Luftisolation genügt bei Abständen unter 5 mm vom Kern keineswegs. Man verwendet zweckmäßigerweise möglichst verlustfreies Isolationsmaterial (nicht Pertinax), um Sprüherscheinungen und Koronaverluste zu vermeiden. Selbstverständlich müssen auch die Zuleitungen zur Heizwicklung hochspannungssicher verlegt werden, was man durch freie Leitungsführung und doppelte Rüschschlauchisolierung, aber auch durch Hochspannungs-Gummikabel leicht erreichen kann.

Als Ladekondensator dient ein keramischer Hochspannungskondensator, wie er heute noch aus alten kommerziellen Beständen relativ preiswert bezogen werden kann. Sehr gut eignen sich die Tellerkondensatoren mit aufgespritzten Belägen. Sie müssen eine Durchschlagsfestigkeit von mindestens 15 kV aufweisen. Zur Siebung dient ein RC-Glied, bestehend aus einem Widerstand von 0,1 MΩ und einem weiteren Hochspannungskondensator von 250 pF. Das ist die ganze Siebkette, die angesichts der hohen Betriebsfrequenz ihren Zweck vollkommen erfüllt. Als zweckmäßig erweist sich noch die Einschaltung eines Mikroamperemeters mit einem Meßbereich von 100 µA; man hat dann eine gute Kontrolle über den Strahlstrom der Bildröhre. Das Instrument soll h i n t e r dem Siebkondensator liegen, damit das empfindliche Meßwerk nicht durch den Ladestromstoß überlastet wird.

(Forts. folgt) Ing. H. Richter

[1]) Die Firma Engel, Wiesbaden, hat dem Verfasser eine Spezialausführung des Netztransformators in erstklassiger Ausführung zur Verfügung gestellt.

Wichtige Mitteilung an alle Werkstatt-Praktiker!

Der beliebte Sonderdruck von Ingenieur Otto Limann

Einzelteil-Prüfung schnell und einfach

ist wieder lieferbar. Er bietet Prüf- und Meßanleitungen für die Funkwerkstatt und 23 Prüfskalen für die gebräuchlichsten Messungen und Meßgeräte. 28 Seiten Hochformat mit 29 Abb. und 28 Hilfsskalen. 2. Auflage.

Inhalt: I. Prüfung von Widerständen: Vergleich mit einem gleichgroßen Widerstand; Widerstandsmessung mit unmittelbarer Ablesung. II. Prüfung von Kondensatoren über 5000 pF; Prüfung von Kleinkondensatoren unter 5000 pF und Drehkondensatoren. III. Prüfung von Netztransformatoren: Prüfung von eingebauten Transformatoren; Feststellung der Werte unbekannter Transformatoren. IV. Drei einfache Prüfverfahren mit Netzfrequenz für Drosselspulen. V. Prüfung von Tonfrequenzübertragern. VI. Prüfung von Hochfrequenzspulen.

Preis DM. 1.50 zuzügl. 20 Pf. Versandkosten.

Zu beziehen vom FRANZIS-VERLAG, München 2, Luisenstraße 17.

Die Röhrentabellen

für den Funktechniker und Amateur

Röhren-Taschen-Tabelle. Von Fritz Kunze. 136 Seiten Taschenformat. **Neuaufl. 1950,** bis zur Funkausstellung 1950 ergänzt. Die neueste und bei weitem praktischste Röhren-Tabelle in Taschenformat, die ausführlichen Daten und Sockelschaltungen von 2600 Röhren enthaltend, einschließlich der Rimlock-, Pico- und Miniaturröhren und einschließlich der neuesten UKW-Röhren.
Kart. 2,50 DM, Versandkosten 20 Pfg.

Röhren-Vergleichstabellen. Von Werner Trieloff. 176 Seiten Großformat mit 445 Abb. Eine neuartige Tabelle, für die Werkstatt besonders praktisch; aus ihr sind für alle jemals auf den Markt gekommenen Röhren die gängigen Vergleichstypen zu ersehen. In dieser Form wurden rd. 8000 Röhren katalogisiert. Kart. 8,— DM, Versandk. 60 Pfg.

Amerikanische Röhren. Von Fritz Kunze. 64 Seiten Großformat mit fast 500 Abbildungen und Sockelschaltungen. Ausführliche Betriebsdaten u. Sockelschaltungen amerikanischer Röhren mit Vergleichsliste amerikanischer Röhren untereinander sowie gegen deutsche Röhren. Anleitung zur Instandsetzung amerikanischer Geräte.
Kart. 6,30 DM, Versandkosten 20 Pfg.

Tabelle der englischen Dienströhren. Von Fritz Kunze. 12 Seiten Großformat mit 127 Sockelschaltungen. Das Gegenstück zu den „Amerikanischen Röhren", die sog. englischen Dienströhren behandelnd, die gleichfalls in steigendem Maße in Deutschland in Erscheinung treten. Eine notwendige Ergänzung zu allen bekannten Röhrentabellen. **Neuerscheinung 1950.** Preis 2,— DM, Versandk. 10 Pfg.

Weitere Neuerscheinungen für Werkstatt und Labor

Röhrenmeßtechnik. Von H. Schweitzer. 192 Seiten mit 118 Abb. und vielen Tabellen. Brauchbarkeits- u. Fehlerbestimmung an Radioröhren. Eine groß angelegte praktische Darstellung des gesamten Röhrenmeßwesens mit ausführlicher Besprechung aller Röhrenmeß-Schaltungen. Kart. 12,— DM, Halbl. 13,80 DM

Hilfsbuch f. Katodenstrahl-Oszillografie. Von Ing. Heinz Richter. 200 Seiten m. 176 Abb., einem „Atlas der Oszillogramme" mit 79 Oszillogramm-Aufnahmen und 12 Tabellen. Das erste Oszillografenbuch, das für den Praktiker geschrieben wurde und das alle Schaltungen und Anordnungen bespricht, die bei Messungen mit dem Oszillografen im Hoch- und Niederfrequenzgebiet erforderlich sind. Es zeigt ganz ausführlich, wie der Oszillograf in Werkstatt und Labor verwendet werden muß. Kart. 12,— DM, Halblein. 13,80 DM

So gleicht der Praktiker ab. Von Ing. Otto Limann. 48 Seiten mit 36 Abb. und zahlreichen Tabellen. Leitsätze für das Abgleichen von Rundfunkempfängern, für den Praktiker in der Werkstatt und für den Bastler bestimmt, den Kopenhagener Plan und damit die Erweiterung der Wellenbereiche berücksichtigend. Das Abgleichbuch, das in jeder Werkstatt, bald an jedem Arbeitsplatz vorhanden sein wird, ein echter Limann noch dazu. Kart. 3,— DM, Versandkosten 10 Pfg.

Wie richte ich meine Radiowerkstatt ein? Von Ing. Ernst Hannausch. 52 Seiten mit 17 Bildern und zahlreichen Röhrenmeßtabellen. Entwurf und Bau eines Werkstatt-Meß- und Prüfplatzes, die es ermöglichen, eine solche Einrichtung aus eigenen Mitteln zu schaffen. Kart. 3,50 DM, Versandkost. 10 Pfg.

Bestückungstabellen für Rundfunkempfänger. Von Werner Trieloff. 64 S. Großformat. Enthält für alle von 1927 bis 1950 auf den Markt gebrachten deutschen Empfänger Röhrenbestückung, Sicherungen, Skalenlampen und wichtigste technische Einzelheiten. Für jede Werkstatt unentbehrlich. **Neuauflage 1950.** Kart. 5,50 DM, Versandkosten 40 Pfg.

Verlangen Sie den neuen 24 seitigen Verlags-Katalog und den Sonder-Prospekt für unsere RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI!

Die Franzis-Fachbücher liefert jede gute Fachbuchhandlung. Bitte lassen Sie sich unsere Werke in Ihrer Buchhandlung vorlegen, damit Sie Inhalt, Ausstattung und Prei- genau prüfen können. Bezug unmittelbar vom Verlag am besten gegen Voreinsendung des Betrages auf Postscheckkonto München 5758 und Bestellung auf dem Zahlkarten-Abschnitt.

FRANZIS-VERLAG, München 2, Luisenstr. 17

Vorschläge für die WERKSTATTPRAXIS

Selbstherstellung einer Flutlichtskala

Da der Skalenersatz in älteren Empfängern häufig vorkommt, soll ein Weg zur Selbstherstellung einer Flutlichtskala gezeigt werden. Man nimmt nötigenfalls die Hf-seitige MW-Bereicherweiterung vor und eicht experimentell mit stark einfallenden Sendern und vorteilhafterweise zusätzlich mit Prüfsender eine Skalenvorlage aus Papier.

Diese Eichung überträgt man nun auf eine Glasscheibe passender Größe, und zwar zeichnet man mit einer feinen Reißfeder unter Anwendung von Ölfarbe erst die Einteilung nach Metern bzw. kHz. Dann folgt die Beschriftung der Stationsnamen. Gelbe Farbe, die man mit Terpentin stark verdünnt, gibt nach vorgenommenen Versuchen den besten Leuchteffekt. Nachdem die Schrift getrocknet ist, legt man auf die beschriftete Glasskala eine zweite, möglichst dünne Glasplatte. Die Skala kann nun montiert werden.

Bei einiger Geduld und Handfertigkeit erzielt man nach dieser Methode Skalen, die durchaus industriemäßiges Aussehen haben können. W. Schiele

Zweckmäßige Bemessung von Gleichrichterschaltungen

Vor dem Kriege verwendete man zur Unterdrückung des Netzbrummens meist Netzdrosseln hoher Induktivität (10...25 H), so daß man mit Lade- und Siebkondensatoren von 8...16 µF auskam. Heute setzt man zur Verringerung des Empfängergewichts vorwiegend kleine, leichte Eisendrosseln von höchstens 10 H Induktivität bzw. nur Widerstände von 2 kΩ ein und nimmt für Lade- und Siebkondensatoren hohe Kapazitätswerte (32...60 µF) in Kauf, um den gleichen bzw. sogar noch einen besseren Siebfaktor zu erhalten. Man kommt hierdurch außerdem billiger weg und spart an Platz, denn die modernen Elektrolytkondensatoren mit aufgerauhter Elektrodenoberfläche (beispielsweise von NSF oder Philips) weisen ein wesentlich kleineres Volumen als die Vorkriegserzeugnisse auf.

Durch einen Ladekondensator hoher Kapazität werden beim Einschalten die Gleichrichterröhren gefährdet. Die Gleichrichterröhre muß den Ladekondensator zunächst aufladen. Letzterer wirkt also wie ein Kurzschluß und nimmt anfangs einen hohen Strom auf. Soweit die Gleichrichterröhren indirekt geheizt werden — wie es in Allstromempfängern der Fall ist — verhindert die langsame Erwärmung der Katode eine zu starke Stromaufnahme. Für die einzelnen Typen dieser Gleichrichterröhren sind Schutzwiderstände vorgeschrieben, deren Widerstandswert von den Kapazitäten der Ladekondensatoren abhängt und von den Röhrenherstellern angegeben wird. Anders ist es bei Trockengleichrichtern, die beim Einschalten durch einen Ladekondensator hoher Kapazität stets einen Ladestrom abgeben müssen, der weit über ihrer zulässigen Stromstärke liegt. In Wechselstromgeräten findet man fast stets direkt geheizte Gleichrichterröhren (AZ 1, AZ 11 usw.). Diese sind ebenso wie Trockengleichrichter wesentlich schneller betriebsbereit als die indirekt geheizten Empfängerröhren, besonders wenn auch die Endröhre indirekt geheizt ist. Hierdurch muß die Katode der Gleichrichterröhre nicht nur einen unzulässig hohen Ladestromstoß abgeben, sondern es entsteht außerdem eine beträchtliche Überspannung, die die Glättungskondensatoren (besonders den Ladekondensator) gefährdet.

Es empfiehlt sich hier die Einschaltung eines Halbleiterwiderstandes mit stark negativem Temperaturkoeffizienten, der in kaltem Zustande einen wesentlich höheren Widerstand als nach Erwärmung hat. Geeignete Typen finden wir unter den sogenannten Heißleiterwiderständen. Die untenstehende kleine Übersicht gibt über die in Frage kommenden Typen und ihr Verhalten Aufschluß.

Die eben geschilderte Überbeanspruchung kann auch in Verstärkern auftreten, wenn bei direkt geheizten Endröhren (604, AD 1) die Gleichrichterröhre eine indirekte Heizung hat (EZ 11, EZ 12). Dann ist die Endröhre schon bereit, Anodenstrom zu führen, wenn die Katode der Gleichrichterröhre noch nicht voll geheizt ist. —ner

Wilde Schwingungen

Bei einem Superhet-Empfänger trat in unregelmäßigen Abständen von einigen Stunden folgende Erscheinung auf:

Während des Empfanges setzte plötzlich ein fauchendes Geräusch ein, der eingestellte Sender war nicht mehr zu hören, und das Magische Auge hatte sich völlig geschlossen (Hf-Störung!). Das Geräusch nahm an Lautstärke zu und setzte nach etwa 20 Sekunden ebenso schlagartig mit einem schwach hörbaren Knackton wieder aus, das Magische Auge öffnete sich, und der Empfang war wieder normal.

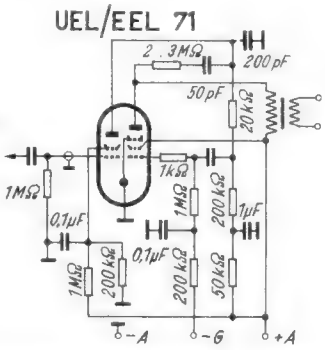
Die Störung konnte restlos beseitigt werden durch bewährte Abhilfemaßnahmen gegen wilde Schwingungen:

1. Vertauschen der primären Anschlüsse im ersten Zf-Bandfilter;
2. Überbrückung der Fußpunkte beider Schwingungskreise dieses Bandfilters durch zwei Kondensatoren von je 5000 pF und Verbindung des Mittelanschlusses der Kondensatoren mit Chassis. Ing. H. Sprinck

Schaltungsfragen bei Verbund-Endröhren

Der Aufbau von Schaltungen mit Verbund-Endröhren bereitet oft Schwierigkeiten, besonders dann, wenn das Vorstufensystem als Audion geschaltet ist und die Sockelkontakte eng beieinanderliegen, wie z. B. bei der Röhre UEL 71. Um Rückwirkungen beider Systeme aufeinander zu vermeiden, muß das Steuergitter des ersten Systems sorgfältig von der Endröhren-Anode abgeschirmt werden. Es ist zweckmäßig, folgende Regeln zu beachten

Schaltbild mit Bemessungsangaben für die Röhre UEL/EEL 71



1. An der Fassung ein genügend großes Abschirmblech anbringen;
2. Audionkombination sorgfältig verdrahten, ev. abschirmen;
3. Gegenkopplung zwischen beide Anoden einfügen;
4. RC-Hf-Siebglied in die Anodenleitung einfügen;
5. Halbautomatische Gittervorspannungs-Erzeugung vorsehen;
6. Endröhren-Anodenleitung ev. abschirmen.

Ing. H. Sprinck

Tabelle gebräuchlicher Heißleiterwiderstände

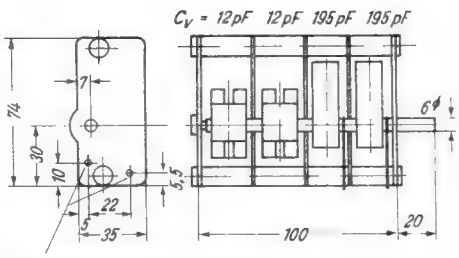
Fabrikat	Typ	Betriebsdaten V	Betriebsdaten mA	Kaltwiderstand bei 20 ° C Ω ± 30 %	Warmwiderstand bei Betriebstemperatur ca. Ω	Verzögerungszeit in sec.	Abmessungen Ø × l in mm
Dralowid-Thermowid	ES 50/24	24	50	30 000	480	10...20	7 × 24
NSF-Newi	2007—212	20	70	31 500	300	6	2 × 12
	2503—212	25	30	31 500	830	6	2 × 12
	3007—215	30	70	31 500	430	10	2 × 15
Osram-Urdox	U 3007 L	30	70	31 500	430	10	5 × 25

Neue Drehkondensatoren-Reihe

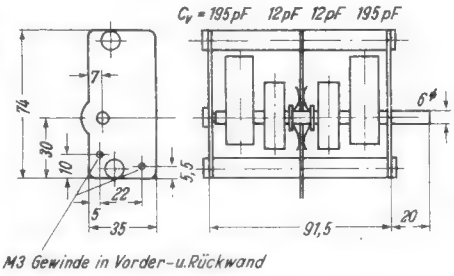
Auf der Grundlage der im Jahre 1950 gesammelten aufschlußreichen UKW-Erfahrungen bringt nunmehr **NSF, Nürnberg,** eine vollkommen neue Drehkondensatoren-Reihe auf den Markt. Für den Empfängerbau, aber auch für die Entwicklung von Meßgeräten stehen jetzt zahlreiche Varianten von Drehkondensatoren zur Verfügung. Dem Konstrukteur wid dadurch die Möglichkeit gegeben, für den jeweiligen Sonderfall den geeigneten Drehkondensator-Typ auszuwählen.

Die große Auswahl, die das neue Programm bietet, wird im Laufe dieses Jahres zeigen, welche Drehkondensatoren sich durchsetzen werden. Dieses Ergebnis ist von Bedeutung, da auch auf diesem Gebiet eine vernünftige Normung angestrebt werden muß, um durch große Auflagen weniger Typen weitere Verbilligungen zu erzielen.

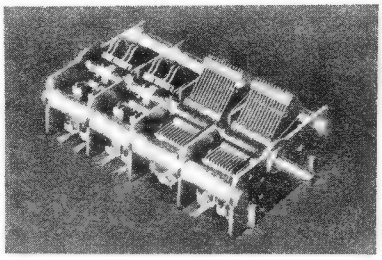
Abmessungen des NSF-Drehkondensators 285

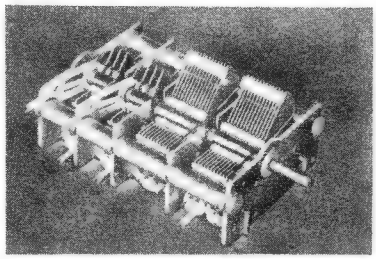


Unten rechts: Abmessungen des NSF-Drehkondensators 292 a



Rechts: Unsymmetrische UKW-Kombination





Mitte: Zweifach-Drehkondensator mit symmetrischem UKW-Teil

Das NSF-Programm unterscheidet grundsätzlich zwischen Ausführungen mit unsymmetrischen und symmetrischen UKW-Drehkondensatoren. Beide Gruppen hatten im Jahre 1950 Vorgänger, die wesentlich verbessert und, soweit es den symmetrischen Drehkondensator anbelangt, beachtlich verbilligt werden konnten.

Unsymmetrische UKW-Kombination

Die erprobten und in großen Stückzahlen bisher gefertigten unsymmetrischen UKW-Drehkondensatoren besitzen jetzt eine veränderte Kennlinie derart, daß ein Rotor-Kreisplattenschnitt verwendet wird. Die Maximalkapazität dieser Ausführung beträgt 12 pF, kann aber in allen Fällen ohne Schwierigkeit auf **9** und 6 pF geändert werden. Auf kontaktsichere Ausführung der Rotor-Stromabnahme wurde großer Wert gelegt. Die Dreipunkt-Schleiffeder-Abnahme hat sich selbst unter harten Prüfbedingungen im Feuchtraum und in Räumen mit chemischen Dünsten als betriebssicher erwiesen.

In konstruktiver Hinsicht verdient die Lagerung des Oszillator-Statorpaketes auf vier Keramikstutzen besondere Beachtung, da sich durch dieses Verfahren die Mikrofonie-Anfälligkeit wesentlich verringert. Die Kennlinien der MW-Pakete entsprechen dem Kopenhagener Wellenplan, können aber auch für die DIN-Norm bemessen werden.

Symmetrische UKW-Kombinationen

Die isoliert gebauten, symmetrischen UKW-Kombinationen zeichnen sich im UKW-Teil durch drei um die durchgehende Mittelachse gelagerte Keramikachsen aus. Das Rotorpaket ist bei dieser Bauart von der Achse isoliert. Der Abstand wurde ausreichend groß gewählt, um die Kapazität gegen die Achse klein zu halten. Die MW-Pakete sind genau so ausgeführt wie bei den unsymmetrischen Kondensatoren. Die Kapazität des UKW-Teiles kann auch bei diesen Ausführungen für 9 oder 6 pF bemessen werden.

Für Superhets mit hochwertigem KW-Teil bietet die Ausführung 294, die eine Kombination von KW-, MW- und UKW-Teilen darstellt, eine einfache Möglichkeit der Bandspreizung ohne Serienkondensatoren. Es sei noch erwähnt, daß sämtliche beschriebenen Drehkondensatoren aus Gründen guter Verwindungsfestigkeit in stabilen Wannen bewährter Bauart untergebracht werden. Die MW- und UKW-Rotoren sind direkt auf die jeweilige Achse aufgestemmt.

Tabelle der NSF-Drehkondensatoren mit symmetrischen UKW-Teilen

Typ	Kapazitätswerte	Anordnung der Pakete
289	2 × 524 pF + 1 × 12 pF	MW, MW, UKW
290[1])	2 × 524 pF + 1 × 12 pF	MW, MW, UKW
291	2 × 195 pF + 2 × 12 pF	a) MW, MW, UKW, UKW b) MW, UKW, MW, UKW
292	2 × 524 pF + 2 × 12 pF	a) MW, MW, UKW, UKW b) MW, UKW, MW, UKW
293[2])	3 × 180 pF + 2 × 12 pF	a) MW, MW, UKW b) MW, UKW
294[1])	2 × 214 pF + 2 × 109,5 pF + 2 × 12 pF	KW—MW, KW—MW. UKW, UKW

[1]) Im Oszillatorpaket ist der Luftabstand zwischen den Rotor- und Statorplatten größer

[2]) Spezialausführung für die Görler-Spulentrommel

Tabelle der NSF-Drehkondensatoren mit unsymmetrischen UKW-Teilen

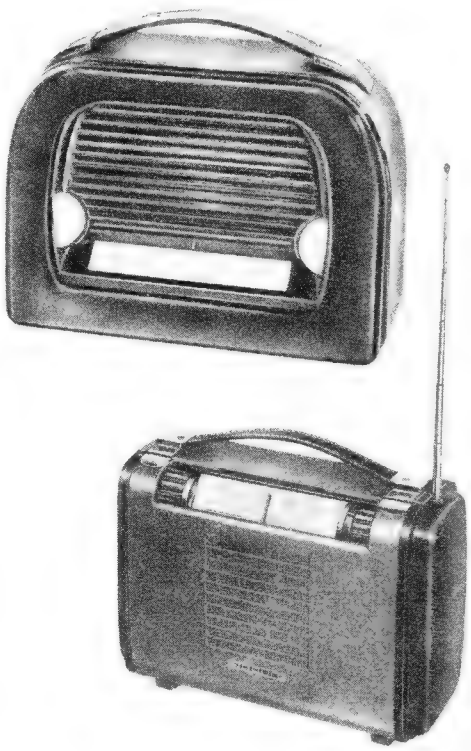
Typ	Kapazitätswerte	Anordnung der Pakete
285	2 × 195 pF + 2 × 12 pF	a) MW—MW, UKW—UKW b) MW—UKW, MW—UKW c) MW—UKW, UKW—MW
286	2 × 524 pF + 1 × 12 pF	MW, MW—UKW
287	2 × 524 pF + 2 × 12 pF	a) MW—MW, UKW—UKW b) MW—UKW, MW—UKW
288[1])	2 × 524 pF + 1 × 12 pF	MW, MW-UKW

[1]) Im Oszillatorpaket ist der Luftabstand zwischen den Rotor- und Statorplatten größer

Braun - „Piccolo 51" und „Piccolino 51"

Ausgehend von der Tatsache, daß neben dem Reisesuper besserer Klanggüte und mittlerer Empfindlichkeit auch der kleine, leichte und dementsprechend preiswerte Kofferempfänger seine Existenzberechtigung hat, stellt die Firma **Max Braun**, Frankfurt / Main, zwei verschiedene Konstruktionen zur Verfügung. Beide Geräte lassen entweder Batterie- oder Allstrom - Netzbetrieb zu.

Der 5-Röhren(+ Selengleichrichter)-5-Kreis-Heim- und Reisesuper „Piccolo 51" (DM 285.— ohne Batterien) stellt eine Weiterentwicklung des bewährten Vorläufertyps dar. Er verfügt jetzt über einen dritten Wellenbereich (KW) und über eine 1 m lange ausziehbare Teleskopantenne, die im Seitenteil untergebracht ist und den Anschluß einer Zusatz - Antenne bei KW-Empfang erübrigt. Eine weitere Verbesserung gestattet es, den Empfänger ohne besonderen Umschalter am Lichtnetz oder an der Batterie zu betreiben, so daß Umschaltfehler künftig fortfallen. Zur Röhrenschonung wurde ferner ein Sicherungsschalter eingebaut. Bei Netzbetrieb kann man den Spannungswähler zur Röhrenschonung auf die jeweils höhere Spannung einstellen, während eine Gefährdung der Röhren nach Einsetzen einer neuen Heizbatterie durch den Sicherungsschalter ausgeschlossen wird, der für einen Ausgleich der Batteriespannung sorgt.



In seinem konstruktiven Aufbau wurde die erfolgreiche Vorjahres-Konstruktion beibehalten. Die äußere Form hat sich nicht geändert. Auch die Skalen-Verschlußklappe, eine Blechhaube, die mit dem Ein- und Ausschalter gekuppelt ist, wurde übernommen. Eine andere Vervollkommnung stellt der stufenlose Klangregler dar. Die kombinierte Anoden- und Heizbatterie hat eine Betriebsdauer von etwa 150...160 Stunden, so daß sich die Hörstunde bei Batteriebetrieb auf etwa 14 Pfennig stellt. Bei Netzbetrieb beläuft sich die Hörstunde auf rund 0,2 Pfennig. Das Gewicht beträgt 5,2 kg mit Batterien, während die Abmessungen des unzerbrechlichen Kunststoffgehäuses 320 × 135 × 240 mm betragen.

Im Gegensatz zum „Piccolo 51" wurde der Heim- und Reisesuper „Piccolino 51" neu entwickelt. Die niedrigere Preisklasse (DM 192.—) schreibt gewisse konstruktive Vereinfachungen vor. So erscheint dieser Kofferempfänger mit 4 Röhren (+ Selengleichrichter) und 5 Kreisen. Er besitzt MW-Bereich, Schwundausgleich und eine eingebaute Rahmenantenne. Der permanentdynamische Lautsprecher hat 100 mm Durchmesser. Ähnlich wie beim großen Gerät ist auch der kleine Typ mit der Spezialschaltung für den Spannungsausgleich ausgestattet. Ferner entfällt die Betätigung eines Umschalters für Batterie- oder Netzbetrieb. Die Betriebskosten entsprechen den für das Gerät „Piccolo 51" angegebenen Beträgen. Der neue Reisesuper hat ein Gewicht von 4 kg einschließlich Batterien und kommt in einer gefälligen Gehäuseform auf den Markt. Man empfindet es als angenehm, daß sich die Bedienung nur auf zwei Drehknöpfe erstreckt.

Kofferempfänger „Weekend"

Zum Frühjahr wartet die **C. Lorenz AG.** mit ihrem neuen Kofferempfänger „Weekend" auf, der für Universalbetrieb eingerichtet ist und sich aus den eingebauten Batterien (Anodenbatterie 90 V, Heizbatterie 9 V) oder aus Wechsel- bzw. Gleichstromnetzen 110/125/220 betreiben läßt. Die Leistungsaufnahme beträgt bei Netzbetrieb (220 V) etwa 22 Watt. Es handelt sich um einen Sechskreis-Super mit Hf-Vorstufe, der mit fünf Miniaturröhren (+ Trockengleichrichter) bestückt ist und über zwei Wellenbereiche (MW, LW) verfügt. Die Bereichumschaltung geschieht durch einen unauffällig wirkenden, seitlich angebrachten Wellenschalter.

Außenansicht des Kofferempfängers „Weekend"

Da von den sechs Abstimmkreisen vier zu zwei Zf-Bandfiltern zusammengefaßt sind, arbeitet der Vorstufensuper mit abgestimmten Vor- und Oszillatorkreisen, wobei der Zwischenkreis aperiodisch ausgebildet ist. Eine dreistufige Schwundregelung sorgt für ausgeglichenen Fernempfang, während Diodengleichrichtung, Gegenkopplung und ein permanent-dynamischer Lautsprecher gute Klangeigenschaften garantieren. Bei stationärem Empfang kann die eingebaute Rahmenantenne durch eine zusätzlich anschließbare Behelfsantenne ergänzt werden.

Das formschöne Bakelitegehäuse ist weinrot ausgeführt. Die pultförmig angeordnete Stationsskala wird zu beiden Seiten von den Bedienungsknöpfen begrenzt. Das Gerät wiegt einschließlich Batterien etwa 4,7 kg.

Ergänzte Rimlock-Batterie-Röhrenserie

Wie die Philips Valvo Werke mitteilen, ist der in vielen Reisesuperhets verwendete Batterie-Röhrensatz Valvo DK 91, DF 91, DAF 91 und DL 92 durch die Rimlock-Batterieröhren Valvo DK 40 und DL 41 ergänzt worden.

Die als Mischröhre gefertigte Oktode DK 41 eignet sich besonders für Geräte, bei denen großer Wert auf guten KW-Empfang gelegt wird. In Batteriegeräten, die nicht aus dem Netz gespeist werden, liefert die für eine max. Anodenspannung von 90 V konstruierte Endpentode DL 92 ausreichende Endleistung. Da jedoch in kombinierten Batterie-Netzempfängern höhere Anodenspannungen vorhanden sind, liegt es nahe, die hierdurch gegebene Möglichkeit einer größeren Endleistung auszunutzen. Für diesen Fall ist es zweckmäßig, an Stelle der Röhre DL 91 die Endpentode DL 41 zu benutzen. Infolge der noch zulässigen Anodenspannung von 150 V erhält man bei Netzbetrieb eine wesentlich höhere Ausgangsleistung.

Durch Kombination der 91er- und der 40er-Röhren ergibt sich nunmehr für einen reinen Batterieempfänger mit KW, MW und LW der Röhrensatz DK 40, DF 91, DAF 91 und DL 92. Ein Batterie-Netzsuper für MW und LW läßt sich mit den Röhren DK 91, DF 91, DAF 91 und DL 41 bestücken, während ein Batterie-Netzgerät mit KW-Bereich neben MW und LW am vorteilhaftesten mit den Röhren DK 40, DF 91, DAF 91 und DL 41 gebaut wird. Es sei noch darauf hingewiesen, daß die genannten 40er-Röhren nur in beschränktem Umfang lieferbar sind.

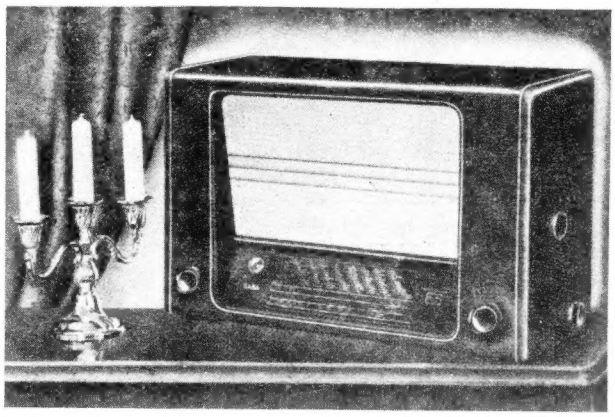
Eine Frage an den Rundfunkfachhändler:

Wieviel Radiogehäuse haben Sie im letzten Monat verkauft?

Anders ausgedrückt: Wie hoch schätzen Sie den Hundertsatz derjenigen Kunden, die sich beim Radiokauf nur bzw. in erster Linie von Größe, Form und Aufmachung des Gehäuses leiten lassen? Nun, der fragliche Prozentsatz ist — Sie werden das bestätigen können — sehr hoch. Ein interessantes Beispiel aus der täglichen Praxis ist der bekannte Spitzensuper SABA-Freiburg W 10. Dieser 9-Kreis-9-Röhren-Großempfänger mit 10-W-Gegentakt-Endstufe findet nicht zuletzt deshalb so großen Anklang, weil er in seinem prachtvollen hochglanzpolierten Edelholzgehäuse besonders imposant wirkt und der Idealvorstellung, die sich der Durchschnittskäufer von dem Begriff *Repräsentation* macht, sehr nahe kommt, wenn nicht überhaupt entspricht. Und da die meisten dieser „Möbelstück"-Käufer irgendwie wissen oder gehört haben, daß der Name SABA für Qualität und Leistungsfähigkeit bürgt, nehmen sie das als selbstverständlich mit, was in jedem Falle besonderer Erwähnung wert wäre:

Der SABA-Freiburg W 10 ist...

- **der trennschärfste deutsche Spitzensuper (1:1600 bei 9 kKz)**
- **der einzige deutsche Spitzensuper mit MHG-Schaltung, mit der sich bei gesteigerter Trennschärfe eine Klanggüte von bisher unerreichtem Niveau und damit eine wirklich genußreiche Wiedergabequalität erzielen läßt**
- **ein Spitzensuper mit modernstem UKW-Teil (eingebauter 8-Kreis-4-Röhren-UKW-Super mit Phasendetektor u. Begrenzung)**



SABA-Freiburg W 10 mit MHG-Schaltung

Billiger Ausverkauf!

Netztransformator RST 6, 100/220 V, 2x280 V 60 mA, 4 V 1,2 A, 4/6,3 V 3 A ..... Preis 7.50

Heiztrafo RST 44, 110/220 V, 2x2,4/4/6,3 V 0,6 A, od. 2,4/4/6,3 V, 1,2 A, oder 4,8/8/12,6 V 0,6 A, gewickelte Spulen mit Blechen zum Selbststopfen 1.20

Drossel RS Dr 30, 30 mA, 8Hy, 600 Ohm, gewickelte Spulen mit Blechen zum Selbststopfen ..... —.50

Einkreiser-Schwenkspulensatz RS 12 für mittel und lang, schwenkbare Rück- und Antennenankopplung, automatischer Wellenschalter mit Doppeldrehknopf .. —.50

Sperrkreise, mit Kreuzspule und Kondensator, alte Wellenbereiche zum Selbständern ..... —.20

Kupfer-Lackdraht, 0,08/0,10/0,12/0,15/0,18/0,19/0,24/0,25/0,27/0,28/0,35/0,45/0,50/0,65/0,70

Kupfer-Lack-Seide 0,18 } 25% Nachlaß v. Tagespreis
Kupfer-Seide-Seide 0,20 } zuzügl. Tageskupferzuschl.

Hf-Litze 3x0,07/6x0,07/7x0,07/10x0,07, 25% Nachlaß vom Tagespreis, Kupferdrähte, Abgabe nur auf Originalrollen

Gummikabel NSH. 3x4 qmm, Rollen je ca. 35 m ..... 25.—

Widerstandsdraht CNF

	0,08	0,09	0,10	0,15	0,20
p. kg	30.—	28.—	25.—	20.—	18.—

Abgabe nur auf Originalrollen

Wickelkörper

M 85	M 42	EI 60	VE 301	VE Dyn	T 44
—.08	—.07	—.06	—.08	—.10	—.06

Relaispulenkörper für 8 und 9 mm Kern —.04
Mindestabgabemenge je 100 Stück

Feinsicherungen, 5x20: 0,1/0,16/0,26/0,3/0,35/0,4/1,6/2/3/4 A, DKE u. VE 0,5 A; 5x25: 0,35/0,6/0,7/1/1,4 A; 8x30: 0,2/0,4/0,5/0,6/0,7/1 A
Mindestabgabemenge 100 Stck. Ausverkaufte Werte werden v. uns auf 100 Stck. ergänzt. ..... % Stck. 3.—

Ölschlauch, sortiert v. 0,5 bis 3 mm % m 8.—

Preßspan, 0,5 mm ..... kg 2.50

Einbau-Ausschalter, 1 pol. —.20, 2 pol. .. —.30
Einbau-Ausschalter 1 pol. rund ..... —.20
Gabel-Ausschalter 2 pol. ..... —.20

Sirutoren ..... —.15

T-Glieder 10 kΩ 1.50, L-Glieder 10 kΩ ... 1.50

Mikrophon, Philips 147 Q ..... 10.—
Philips mit Goldelektroden, Marmor .. 30.—

Papierdrehkos, 310 pF —.60 455 pF —.70

Doppeldrehknöpfe, schwarz Bakelite ... —.10

Meßinstrumente, Trafo-Prüfgerät b. 3000 V, Kreuzwickelmasch., Heizlagenwickelmasch., Pittler-Automat bis 10 mm, Feldschmiede mit Ventilator, Spindelpressen 5 t, Bandsäge, Stempeluhr, Photo-Kopiergerät, Adrema, Schweißzangen, Drehstähle, Schrauben, Nieten, Stahl, Isoliermaterial, Lötösen, Jakonettband, div. Rundfunkeinzelteile, alles billigst. Listen anfordern. Versand nur durch Nachnahme unfrei. Alle Preise rein netto ohne Abzug, zuzüglich Verpackungskosten. Zwischenverkauf vorbehalten.

Rudolf Schmidt, Elektr. und Techn. Geräte
Hannover, Göttinger Chaussee 10

Anzeigen für die FUNKSCHAU sind ausschließlich an den FRANZIS-VERLAG, (13 b) München 2, Luisenstraße 17, einzusenden. Die Kosten der Anzeige werden nach Erhalt der Vorlage angefordert. Den Text einer Anzeige erbitten wir in Maschinenschrift oder Druckschrift. Der Preis einer Druckzeile, die etwa 25 Buchstaben bzw. Zeichen einschl. Zwischenräumen enthält, beträgt DM 2.—. Für Zifferanzeigen ist eine zusätzliche Gebühr von DM 1.— zu bezahlen.

Zifferanzeigen: Wenn nicht anders angegeben, lautet die Anschrift für Zifferbriefe: FRANZIS-VERLAG, (13 b) München 2, Luisenstraße 17.

STELLENGESUCHE UND -ANGEBOTE

Radio- u. Elektro-Vertretung von gewissenhaftem und vorwärtsstrebend. Elektromont. und Rundfunkinstandsetzer (Postleitzahl 22b) gesucht. Zuschrift. unter Nr. 3428 Sch.

Rundfunk - Techniker (31 Jahre), Stellung als Werkstattleiter ausgeübt, perfekt in Reparatur, Umbau, Neubau, KW, UKW, Abgleich sow. Magnetofon, sucht pass. Wirkungskr. Zuschriften u. Nr. 3425 R.

Rundfunkmechanikermeister, 36 J., 1. Kraft, gelernter Radio- und Feinmechaniker, 20 J. Erfahrung, langjährige Industrietätigkeit, Spezialist im Bau v. Prüffeld-Meßgeräten. Praktische Erfahrungen in Fernsehentwicklung u. Fertigung, sucht sofort Arbeit, möglichst i. Industrie auf dem Gebiet d. Fernsehtechnik. Zuschriften u. Nr. 3434 L.

Rundfunkmechaniker, Absolvent der Fachschule für Rundfunkmechanik Karlsruhe, Führerschein III, sucht neuen Wirkungskreis. Zuschriften u. Nr. 3431.

Tücht. Rundfunkmech., 24 Jahre alt, ledig, in ungekündigt. Stellung, sucht Stellung i. erstkl. Spezialgeschäft. Zuschriften u. Nr. 3427 H.

VERKAUFE

Radio-Bespannstoffe u. Schraubensortimente. J. Trompetter, Overath b. Köln.

Wegen Umstellg. Röhren, Reparaturbestandteile, Prüf-Meßinstrumente usw. DM 7000.—, heute Einkf. f. 4000.—, bei Stuttgart zu verk. Zuschr. unt. Nr. 3426 S.

Verk. Meßbr. LRH R+S neu, DM 200.—, S + H Koffersuper, Batt.-Netz (Allstr.), betriebsklar, DM 75.—. H. J. Richter, Göttingen, Filmatelier.

Gelegenheit! Radiogeschäft, Südd., bestens eingef., mit Werkstatt, Wohnung f. DM 5000.— bar zu verkaufen. Angebote unt. Nr. 3424 N.

Verst. „Ambro" 25 W, 4stuf., preisw. zu verk. H. J. Müller, Bad Ems/Lahn, Braubacherstr 20.

Selt. günstig. Angebot: ca. 35 000 St. Hochohm-Widerst., ½ W, Werte 29...38 MΩ DM. 30.- ‰ Stück, sortiert abzugeb. Anfrag. unt. Nr. 3429 M.

Mehrere Westinghouse-Thyratrone WL 677, 7500 V/4 A, originalverpackt m. genauen Daten, Betriebsvorschrift u. Prinzipschaltbildern. Angebote unt. Nr. 3436 L.

WM-Geräte EZ 6 u. E 10 a. K. preisw. verkäufl. Zuschr. u. Nr. 3430 M.

Amer. Anodenbatterien 135 Volt. Gar. höchste Lebensd., solange Vorrat, DM 6.—. (13b) Eggenfelden, Postfach 2.

S & H-Oszillograf, Ein- u. Zweistrahl-Osz.-Röhren, H & B-Multavi u. Monavi, Steeg & R.-Wellenmess., Ruhstrat-Spiegelgalv. u. Widerstände, R & Schw.-Leistungsprüfer und and. Alles fabrikneu und günstig. Dr. Gockel, Nesselwang 77½.

2 Spulenwickelmasch. mit Motor 0,27 PS, 220/380 V Drehstrom, preisgünstig abzug. Näheres auf Anfrage. Zuschriften u. Nr. 3432 F.

Orig. Mavometer mit Zubehör, neuw. (Gossen), preisw. zu verk. A. Etsberger, Stadeln 88, über Fürth/Bayern.

SUCHE

Empfänger T 8 PL 39 mit Schaltbild, Schaltbilder für T 9 K 39 und T 8 L 39 (Marine) ges. Angebote u. Nr. 3433 L.

Wechselricht. ca. 100 W f. 200 Volt Gleichstrom ges. Hilsbos, Düsseldorf, Achenbachstr. 107.

Radioröhren Restpost. Preisangeb. bei Kassazahlg. erbittet Atzertradio, Berlin, SW 11, Europahaus II.

Kleinoszillograf, auch defekt, gesucht. Angebote mit Preis und Beschreibg. an Dipl.-Ing. H. Caninenberg, Heelden 21, Post Isselburg (Niederrhein).

Empfängerprüfsender 0,1...10 MHz, Leistungsmeßsender 10...100 MHz, C-Meßbrücke, L-Meßbrücke, Wellenmesser von 10...300 MHz, Oszillograf. Geräte nur in einwandfreiem Ia-Zustand. Ferner: Buchreihe Physik u. Technik der Gegenwart — Helmut Brückmann: „Antennen". Angebote an I. Michel, Dachau, Schließfach 45.

TAUSCHE

Biete: KW-Super BC 348 m. Rö. o. Netzt. Suche: Rundfunksuper. Angebote unter Nr. 3435 M.

Hunderte von Zuschriften gehen oft auf **Kleinanzeigen** in der **FUNKSCHAU** ein

WIR SUCHEN:

Bleisammler 2 B 38 (Zell. Akku 2 V)

Angaben über Preis und Menge an

Rohde & Schwarz
München 9 — Tassiloplatz 7

Körperschallmikrofon

Typ „Vibrotast"

für Maschinenprüfungen

PAUL BEERWALD, Piezoelektrische Geräte
Bad Homburg v. d. H., Luisenstraße 28

Bastler und KW-Amateure

verlangen unsere 16 Seiten Gratispreisliste mit den günstigen **Sonderangeboten** in Einzelteilen, deutsche und amerik. Röhren (6 Monate Garantie!) Wehrmacht- und Spezialröhren

RADIOHAUS Gebr. BADERLE, Hamburg
Spitalerstraße 7 · Ruf 327913

SONDERANGEBOT

Bakelite-Gehäuse, ähnl. Stand.-Super, m. gefälligen Ornamenten netto 6.—

Holzgehäuse 42 br., 23 h., 18 t. Nußb. geb. m. heller Umrandung „ 4.50

Drehknöpfe dunkelbraun 38 mm ⌀ mit Metallbuchse u. Schraube ... „ —.10

Freischwinger VE ..... „ 3.—

Perm. dyn. Chassis 13 cm ⌀ oh. Trafo ..... „ 3.—

Röhren RE 074 n ..... „ 1.—

Große Auswahl in Rundfunk-Teilen und Zubehör lt. Katalog

MUFAG Hannover
BÖDEKERSTRASSE 5

Muster auf Wunsch per Nachnahme
Bei Mengenabnahme Sonderrabatt

„Orion"

eine Fundgrube für den Bastler
HANNOVER, HAASENSTRASSE 1

Lautsprecher 3 Watt mit Trafo ⌀ 175 mm 10.50

Original-Einkreis-Chassis-Deaton

Chassis I bestehend aus dem kompletten Chassis, eingebauter Lubin-Schwengspule, kurz, mittel und lang, mit Netzschalter, Rückkopplungsdrehko, Antriebachse, 2-A-Röhrensockel
Sicherungshalter und Buchsenplatte 3.90
Chassis II bestehend aus Chassis mit kompl. Skalenantrieb, Abstimmdrehko, Rückko, AEG-Gleichr. 30 mA, 2 Sockel, Buchsenplatte und Sicherungshalter .. 4.75
Kaco-Zerhacker, 6 Volt auf 220 Volt, 40 Watt .. 33.—
Filius-Gehäuse 6.50
Potentiometer mit Schalter „Elbesit", alle Werte . 1.90
Netzdrossel 60 mA, Telef. 2.25
Heiztrafo 220 auf 6/3 V. 2.50
6-Kreis-Supersätze kompl. wie Telef. Diana ... 9.80
6-Kreis-Supersatz Hornak 101. Ein Qualitätserzeugnis der neuesten Westfabrikation. Der Schlager der Funkausstellung 1950 ..... 19.50
Bandfilter in Alubecher 468 oder 473 kHz 1.95
Vorschalttrafo 110 auf 220 Volt oder umgekehrt, bis 100 Watt belastbar 9.80

Prompter Nachnahmeversand

UKW-Antennen / Teleskop-Fensterantennen / Abgeschirmte Einzelantennen / **Gemeinschaftsantennen** / Auto-Antennen / abgeschirmtes Radiomaterial **Lötkolben-Sparableger** / **Spezial-Lötkolben** / Netzspannungsregler / Widerstandsschnüre

C. Schniewindt K.G. Elektrotechn. Spezialfabr. (21b) **NEUENRADE** (Westfalen)

Wir suchen einen gebrauchten, gut erhaltenen

UKW-EMPFÄNGER „SAMOS"

Preisangebot erbeten unter Nr. 3442 T

Jüngerer

Montage- und Verkaufs-Ingenieur

mit Labor-Praxis in UKW-Sendetechnik für Industrieunternehmen Süddeutschl. gesucht.

Angebote unter Nr. 3439 B an den Verlag.

Hier abtrennen!

Ich bestelle hiermit ab sofort die FUNKSCHAU

gewöhnliche Ausgabe zum Preise von 1.40 DM. je Monat zuzüglich 6 Pf. Zustellgebühr

Ingenieur-Ausgabe mit der monatlichen Beilage „Funktechnische Arbeitsblätter" zum Preise von 2 DM. je Monat zuzügl. 6 Pf. Zustellgebühr

(Nichtgewünschtes bitte streichen)

Name: .....

Vorname: .....

Wohnort: .....

Postort: .....

Straße: .....

(Bitte deutlich lesbare Anschrift!)

DRUCKSACHE
(Werbeantwort)

An den

FRANZIS-VERLAG

München 2

Luisenstraße 17

VALVO-Röhren für industrielle Zwecke
zuverlässig - leistungsstark

85 A 1
Spannungs-stabilisator-röhre

Die 85 A 1 unterscheidet sich von ähnlichen Typen vor allem durch eine kleine Änderung der Brennspannung während ihrer Lebensdauer und durch ihre geringe Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur. Außerdem weicht die Brennspannung bei verschiedenen Röhren des gleichen Typs nur wenig voneinander ab. Infolge dieser günstigen Eigenschaften bevorzugt man die Röhre besonders dort, wo eine konstante Vergleichsspannung erforderlich ist, so z.B. in elektronischen Regelgeräten jeder Art, bei denen eine veränderliche physikalische Größe (Druck, Temperatur, Geschwindigkeit, Drehzahl usw.) durch eine Spannung dargestellt wird. Natürlich kann die 85 A 1 auch in üblicher Weise zur Stabilisierung von Speisespannungen verwendet werden.

Die konstante Brennspannung wird durch größte Sorgfalt bei der Materialauswahl und durch einen sehr sorgfältigen Fertigungsprozeß erreicht. Die Kathode besteht aus reinem Molybdän, ebenso ist die Innenseite des Glaskolbens mit einer Molybdänschicht überzogen. Hierdurch wird vermieden, daß an der Kathodenoberfläche oder in der Gasfüllung Veränderungen eintreten.

Untenstehend ist eine Schaltung zur Stabilisierung einer Spannung dargestellt. Ein Anwachsen der Eingangsspannung U_1 verursacht eine entsprechende Erhöhung von U_2, wodurch das Steuergitter der EF 42 positiver wird. Infolge des größeren Anodenstromes sinkt die Spannung an der Anode der EF 42 und damit auch am Steuergitter der EL 41. Der hierdurch zunehmende Spannungsabfall an dieser Röhre bewirkt die Stabilisierung der Ausgangsspannung U_2. Die 85 A 1 liefert in dieser Schaltung an der Kathode der EF 42 eine Bezugsspannung, von deren Konstanz die Stabilität der Ausgangsspannung U_2 abhängt. Der dieser Stabilisierungsschaltung maximal entnehmbare Strom ist durch den höchstzulässigen Kathodenstrom der EL 41 gegeben und kann natürlich durch Wahl einer leistungsfähigeren Röhre erhöht werden.

Weitere technische Daten auf Anfrage!

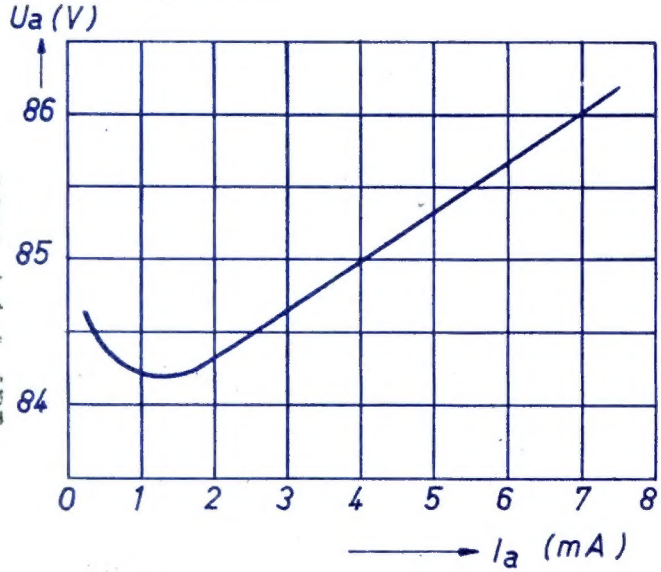
PHILIPS Bücherreihe über Elektronenröhren:

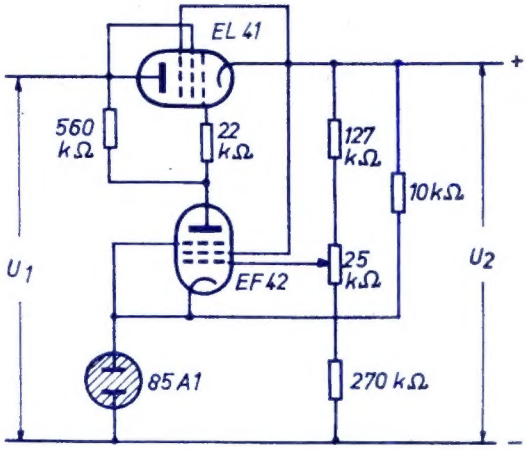
Band 1: Grundlagen der Röhrentechnik, von Dipl.-Ing. J. Deketh;
Band 2: Daten und Schaltungen moderner Empfänger- und Kraftverstärkerröhren;
Band 3: Daten und Schaltungen moderner Empfänger- und Kraftverstärkerröhren, 1. Ergänzungsband;
Band 4: Anwendung der Elektronenröhre in Rundfunkempfängern und Verstärkern, von Dr. B. G. Dammers, Ing. J. Haantjes, J. Otte und Dipl.-Ing. H. van Suchtelen;

in Vorbereitung:

Band 7: Senderöhren, von Dipl.-Ing. P. J. Heyboer.

Erhältlich in allen Fachbuchhandlungen





212 a
Bez. 15
Schimmel Hans W.
Tal 1c/4 1ks.

PHILIPS VALVO WERKE GMBH

HAMBURG 1